

**Electronic battery tester with low charge compensation - determines  
battery no-load voltage and automatically corrects measured dynamic  
conductance using high gain amplifier to produce AC signal with DC bias**

Patent Assignee: CHAMPLIN K S (CHAM-I)

Inventor: CHAMPLIN K S

Number of Countries: 019 Number of Patents: 008

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
WO 9322667	A1	19931111	WO 93US4056	A	19930430	199346 B
EP 672248	A1	19950920	EP 93910920	A	19930430	199542
			WO 93US4056	A	19930430	
US 5572136	A	19961105	US 92877646	A	19920501	199650
			US 94292925	A	19940818	
			US 95480847	A	19950607	
US 5585728	A	19961217	US 92877646	A	19920501	199705
			US 94292925	A	19940818	
			US 95496467	A	19950629	
EP 672248	A4	19970101	EP 93910920	A	19930430	199841
EP 672248	B1	19990616	EP 93910920	A	19930430	199928
			WO 93US4056	A	19930430	
DE 69325388	E	19990722	DE 625388	A	19930430	199935
			EP 93910920	A	19930430	
			WO 93US4056	A	19930430	
DE 9321638	U1	20010726	DE 93U21638	U	19930430	200143
			EP 93910920	A	19930430	

Priority Applications (No Type Date): US 92877646 A 19920501; US 94292925 A 19940818; US 95480847 A 19950607; US 95496467 A 19950629

Cited Patents: No-Citns.

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan Pg	Main IPC	Filing Notes
WO 9322667	A1	E	40 G01N-027/416	
			Designated States (National): CA JP	
			Designated States (Regional): AT BE CH DE DK ES FR GB GR IE IT LU MC NL PT SE	
EP 672248	A1	E	40 G01N-027/416	Based on patent WO 9322667
			Designated States (Regional): DE FR GB	
US 5572136	A	14	G01N-027/416	Cont of application US 92877646
				Div ex application US 94292925
US 5585728	A	16	G01N-027/416	Cont of application US 92877646
				Cont of application US 94292925
EP 672248	A4		G01N-027/416	
EP 672248	B1	E	G01N-027/416	Based on patent WO 9322667
			Designated States (Regional): DE FR GB	
DE 69325388	E		G01N-027/416	Based on patent EP 672248
				Based on patent WO 9322667
DE 9321638	U1		G01R-031/36	Application no. EP 93910920

Abstract (Basic): WO 9322667 A

The tester has a high gain amplifier cascade (12) whose output (10) comprises a constant DC bias component with an AC signal that is proportional to the dynamic conductance of the battery (24) as well as to the level of a square wave signal (30) formed by an oscillator (32), a chopper switch (34) and a DC correction amplifier.

The DC bias component is ignored whilst the variable AC signal is detected and accurately converted to a DC signal by a synchronous detector (48) and synchronised to the oscillator by a synchronising

path (50) for display on an ammeter (60) to give the dynamic conductance of the battery. An adjustable resistive network (54) is used to determine the relationship between the ammeter reading and the battery state.

ADVANTAGE - Provides a simple method of performing accurate dynamic conductance test on partially charged batteries, including alkaline, nickel-cadmium, or lithium cells and batteries.

Dwg.3/9

Abstract (Equivalent): US 5585728 A

An electronic device for assessing the condition of an electrochemical cell or battery having a dynamic conductance and an open-circuit voltage comprising:

means operably connected to said cell or battery for detecting said dynamic conductance and for generating a signal proportional thereto;

means operably connected to said cell or battery for sensing said open-circuit voltage;

correction means coupled to said means for detecting said dynamic conductance and directly electrically coupled to said means for sensing said open-circuit voltage, said correction means for responding to said open-circuit voltage by adjusting the level of said signal in accordance with said open-circuit voltage; and,

means for displaying an assessment of said cell or battery in accordance with the adjusted level of said signal.

Dwg.3/9

US 5572136 A

An electronic device for providing a quantitative assessment of the condition of an electrochemical cell or battery having internal resistance comprising:

current-signal generating means operably connected to said cell or battery for passing a time-varying current signal through said cell or battery, said current-signal generating means having internal resistance that is substantially large in comparison with said internal resistance of said cell or battery;

voltage-signal processing means coupled to said cell or battery for deriving a signal component from a time-varying voltage signal across said cell or battery responsive to said time-varying current signal;

signal-component digitizing means operably connected to said voltage-signal processing means for establishing a digital input quantity representative of said signal component;

microprocessor means for implementing a firmware program, said microprocessor means coupled to said signal-component digitizing means and accepting said digital input quantity as an input, said firmware program directing said microprocessor means to divide a number derived from said digital input quantity into a constant number to form a reciprocal numerical result; and

numerical display means coupled to said microprocessor means for displaying said reciprocal numerical result thereby providing a quantitative assessment of the condition of said cell or battery.

Dwg.9/9

Title Terms: ELECTRONIC; BATTERY; TEST; LOW; CHARGE; COMPENSATE; DETERMINE; BATTERY; NO; LOAD; VOLTAGE; AUTOMATIC; CORRECT; MEASURE; DYNAMIC; CONDUCTING; HIGH; GAIN; AMPLIFY; PRODUCE; AC; SIGNAL; DC; BIAS

Derwent Class: S01; X16; X22

International Patent Class (Main): G01N-027/416; G01R-031/36

International Patent Class (Additional): G08B-021/00; H02J-007/00

File Segment: EPI

Manual Codes (EPI/S-X): S01-G06; X16-H; X22-F01



⑯ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑯ Gebrauchsmusterschrift  
⑯ DE 93 21 638 U 1

⑯ Int. Cl. 7:  
G 01 R 31/36  
H 02 J 7/00

DE 93 21 638 U 1

⑯ Aktenzeichen:	G 93 21 638.6
⑯ Anmeldetag:	30. 4. 1993
aus Patentanmeldung:	93 91 0920.3
⑯ Eintragungstag:	26. 7. 2001
⑯ Bekanntmachung im Patentblatt:	30. 8. 2001

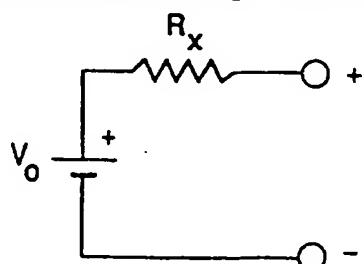
---

⑯ Unionspriorität:	877646 01. 05. 1992 US
⑯ Inhaber:	Champlin, Keith S., Minneapolis, Minn., US
⑯ Vertreter:	Vossius & Partner, 81675 München

---

⑯ Elektronischer Batterietester mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladenzustands

⑯ Elektronisches Gerät zum Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie (24) welche einen dynamischen Parameter, wobei es sich hierbei entweder um einen dynamischen Leitwert oder einen dynamischen Widerstand handelt, weiter eine Leerlaufspannung und einen Ladungszustand aufweist, das elektronische Gerät weiter Einrichtungen aufweist, welche für das Messen dieses dynamischen Parameters (10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 26, 28, 30, 32, 34, 42, 44, 46, 48, 50, 52, 222, 224, 244, 246, 248, 250, 252, 254, 256) elektrisch mit der Zelle oder Batterie verbunden (16, 28, 246, 248) sind, und weiter Einrichtungen, welche für das Messen der Leerlaufspannung (38) mit der Zelle oder Batterie verbunden sind, wobei das elektronische Gerät weiter gekennzeichnet ist durch: Korrekturereinrichtungen (36, 220), welche mit den Einrichtungen zum Messen des dynamischen Parameters (40, 62, 226, 228) verbunden sind und direkt elektrisch mit den Einrichtungen zum Messen der Leerlaufspannung (38, 226, 228) verbunden sind, wobei die Korrekturereinrichtungen zum Erhalt eines in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Parameterwerts durch Anpassung eines erfaßten dynamischen Parameterwerts entsprechend der Leerlaufspannung auf diese Leerlaufspannung anspricht; und Einrichtungen (56, 58, 60, 64, 66, 234, 236, 238, 240, 242, 244, 246) zum Anzeigen eines Testresultats in Übereinstimmung mit dem in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Parameterwert.



DE 93 21 638 U 1

28. März 2001

Geänderte Anmeldeunterlagen

Abzweigung aus EP 93 91 0920.3  
Champlin Keith,  
u.Z.: F 1224 GM-DE/D

VOSSIUS & PARTNER  
PATENTANWÄLTE  
SIEBERTSTR. 4  
81675 MÜNCHEN

5

**Elektronischer Batterietester mit automatischer  
Kompensation eines niedrigen Ladezustands**

HINTERGRUND DER ERFINDUNG

Diese Erfindung betrifft ein elektronisches Meß- oder  
10 Überwachungsgerät zur Bewertung der Fähigkeit einer Speicher-  
batterie, Strom an eine Last zu liefern. Insbesondere be-  
trifft sie eine verbesserte Vorrichtung des bereits in den an  
Keith S. Champlin erteilten U.S. Patenten Nr. 3,873,911,  
3,909,708, 4,816,768, 4,825,170, 4,881,038 und 4,912,416 of-  
15 fenbarten Typs.

Speicherbatterien werden in vielen Anwendungen einge-  
setzt, welche die Speicherung elektrischer Energie für eine  
spätere Nutzung erfordern. Am häufigsten sind sie in Motor-  
fahrzeugen eingesetzt, welche Verbrennungsmotoren nutzen. In  
20 solchen Anwendungen wird die während des Motorbetriebs durch  
"Laden" der Batterie gespeicherte Energie später zur Versor-  
gung von Lichtquellen, Radio und anderen elektrischen Gerä-  
ten verwendet, wenn der Motor steht. Die schwerste Beanspru-  
chung einer Batterie eines Motorfahrzeugs erfolgt üblicher-  
weise durch den Anlassermotor. Ein Mißerfolg, den Anlassermotor  
25 mit ausreichender Leistung zum Anlassen des Fahrzeugmo-  
tors, insbesondere bei kaltem Wetter zu beliefern, ist oft  
das erste Anzeichen einer Batterieverschlechterung. Offen-  
sichtlich ist eine einfache Messung, welche genau die Fähig-  
keit 30 der Batterie bewertet, genügend Anlaßleistung zu lie-  
fern, von beträchtlichen Wert.

Vor der Einführung des in der vorstehenden sechs aufge-  
zählten U.S. Patenten offenbarten dynamischen Leitwerttest-

DE 93 21 638 U1

verfahrens war das in den meisten Fällen zur Verfügung stehende Verfahren zur Bewertung der Fähigkeit einer Batterie, genügend Anlaßleistung zu liefern, der Standardlasttest. Dieser Test unterzieht eine Batterie einem starken Gleichstrom mit einem vorbestimmten Wert, der durch die Nennleistung der Batterie gegeben ist. Nach einem vorbestimmten Zeitintervall wird die Spannung der Batterie unter Last betrachtet. Ein "Bestehen" oder "Nicht-Bestehen" des Lasttests durch die Batterie wird dann abhängig davon angenommen, ob ihre Spannung unter Last größer oder kleiner als ein spezieller Wert ist.

Obwohl der Standardlasttest über viele Jahre in großem Umfang eingesetzt wurde, weist er einige ernsthafte Nachteile auf. Zu diesen zählen:

1. der Test zieht einen großen Strom und erfordert daher eine Vorrichtung, die schwer und unhandlich ist.
2. Es kann eine erhebliche "Funkenbildung" auftreten, wenn die Testvorrichtung unter Lastbedingungen angeschlossen oder gelöst wird. Eine derartige "Funkenbildung" kann bei dem Vorhandensein von Batteriegasen eine Explosion mit der Möglichkeit einer ernsthaften Verletzung des Benutzers verursachen.
3. Ein Standardlasttest hinterläßt die Batterie in einem deutlich reduzierten Ladezustand und damit weniger fähig, den Motor anzulassen, als vor der Durchführung des Tests.
4. Die Batterieklemmenspannung sinkt mit der Zeit während der Durchführung des Lasttests. Demzufolge sind die Testergebnisse im allgemeinen ungenau und hängen oft von der Erfahrung der durchführenden Person ab.
- 5.. Die Lasttestergebnisse sind nicht wiederholbar, da der Test selbst die Batterie kurzzeitig polarisiert. Eine solche

testinduzierte Polarisation ändert die Anfangsbedingungen aller anschließend durchgeführten Tests erheblich.

Eine praktische Alternative zu dem Standardlasttest wird in den vorstehend aufgezählten sechs U.S. Patenten gelehrt.

5 Diese Dokumente offenbaren eine elektronische Vorrichtung zur genauen Bewertung eines Batteriezustands mittels Kleinsignal-Wechselstrommessungen ihres dynamischen Leitwerts. Sie lehren, daß der dynamische Leitwert einer Batterie direkt proportional zu ihrer dynamischen Leistung ist - der maximalen  
10 Leistung, den die Batterie an eine Last liefern kann. Der dynamische Leitwert ist daher ein direktes Maß für die Fähigkeit einer Batterie, Anlaßleistung zu liefern. Im Vergleich zu dem Lasttestverfahren zur Batterieschätzung hat das Testverfahren des dynamischen Leitwerts viele Vorteile. Beispielsweise verwendet der dynamische Leitwerttest eine elektronische Vorrichtung, die klein und leicht ist, sehr wenig Strom zieht, und praktisch keine Funkenbildung bei der Verbindung oder Lösung erzeugt, die Batterie nicht signifikant entlädt oder polarisiert, und genaue, hoch reproduzierende  
15 Testergebnisse liefert. Im Grunde haben Millionen über die Jahre durchgeführte Batteriemessungen vollständig diese Lehren bestätigt und die Richtigkeit dieses alternativen Tests bewiesen.

20

Ein Nachteil des Testverfahrens des dynamischen Leitwerts bestand jedoch in der Tatsache, daß die Testergebnisse etwas von dem Ladezustand der Batterie abhängig sind. Demzufolge erforderten die Verfahren und die Vorrichtung in den ersten fünf von den vorstehend zitierten sechs U.S. Patenten im allgemeinen, daß die zu testende Batterie im wesentlichen voll geladen ist. Da viele Batterien in der Tat ziemlich entladen sind, wenn sie zum Austausch unter Garantie zurückgebracht werden, oder wenn sie anderweitig als fehlerhaft angesehen  
25

werden, war es bisher oft erforderlich, eine Batterie vor ihrem Test nachzuladen. Eine derartige Nachladung ist teuer und zeitaufwendig. Natürlich wäre ein einfaches Verfahren zur Durchführung genauer dynamischer Leitwerttests an Batterien,  
5 "so wie sie sind", - Batterien die nur teilweise geladen sein können - von erheblichen Nutzen.

Ein großer Fortschritt zur Lösung dieses Problems wurde durch die in dem sechsten vorstehend zitierten U.S. Patent US 4,912,416 offenbarten Verfahren und Vorrichtungen erzielt.  
10 Wie dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt, steht der Ladezustand einer Batterie in einer direkten Beziehung zu ihrer (unbelasteten) Leerlaufklemmspannung. Unter Nutzung dieser Tatsache wurde zusammen mit umfangreichen experimentellen Daten eine empirische Beziehung zwischen dem Ladezustand einer Batterie, reflektiert durch ihre Leerlaufspannung, und ihrem relativen dynamischen Leitwert, normiert auf ihren vollgeladenen Wert aufgestellt. Diese empirische Beziehung wurde zuerst in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 offenbart. Ferner nutzten darin offenbarte Vorrichtungen diese empirische Beziehung zusammen mit Messungen der Leerlaufspannung, um Ablesewerte des dynamischen Leitwerts geeignet zu korrigieren - und somit Batteriebewertungen zu liefern, die im wesentlichen von dem Ladezustand der Batterie unabhängig sind.  
15  
20

Der in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 offenbarten Meßvorrichtung fehlte jede Form einer Verbindung zwischen einer Einrichtung für die Messung der Leerlaufspannung und der Einrichtung für die Korrektur der Ablesewerte des dynamischen Leitwerts. Demzufolge erforderte sie eine unbequeme Zwei-Schritt-Testprozedur unter Anwendung eines Zwischeneingriffs durch die ausführende Person. Zuerst wurde die Leerlaufspannung der Batterie gemessen. Anschließend stellte der Benutzer unter Verwendung der Ergebnisse der Spannungsmessung eine va-

riable Abschwächereinrichtung auf einen geeigneten Einstellwert. Zum Schluß wurde der dynamische Leitwert gemessen. Durch die zuvor eingestellte variable Abschwächereinrichtung, entsprach die den Benutzer letztlich angezeigte quantitative 5 oder qualitative Leitwertinformation der einer vollgeladenen Batterie selbst dann, wenn die Batterie während des Tests tatsächlich nur teilweise geladen war.

Das Problem des Ladezustands war somit im Prinzip durch die in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 gelehrt Verfahren und 10 Vorrichtungen gelöst. Die erforderliche Prozedur war jedoch etwas unbequem. Es war daher ziemlich offensichtlich, daß eine verbesserte Vorrichtung, welche eine automatische Ladezustandkorrektur erzeugt - eine Korrektur, die keinen Zwischen-eingriff des Benutzers erfordert - sehr vorteilhaft wäre. Eine 15 derart verbesserte elektronische Batterietestvorrichtung, welche eine automatische Kompensation eines niedrigen Ladezustands bereitstellt, ist hierin nachstehend offenbart.

Das vorstehend angeführte U.S. Patent Nr. 4,825,170 lehrt ein Verfahren und eine Vorrichtung zum automatischen Auswählen 20 einer geeigneten Meßschaltung innerhalb eines auf dem dynamischen Leitwert beruhenden Batterietesters auf der Basis der nominalen (nicht der aktuellen) Klemmenspannung. D.h., es lehrt eine Vorrichtung, welche beispielsweise zwischen einer Batterie mit einer Spannungsgröße von 6V und einer Batterie 25 mit einer Spannungsgröße von 12V unterscheidet, und dieses Batterie in einer geeigneten Weise für ihre besondere Größe testet. Obwohl die Auswahl der geeigneten Schaltung automatisch ist, kann die Spannungmeßschaltung nicht die tatsächliche Klemmenspannung der Batterie ermitteln. Sie reagiert nur 30 darauf, ob die Spannung der Batterie größer oder kleiner als ein fester Schwellenwert ist. Somit ist anders als die hierin

20.03.01  
-6-

offenbarte Vorrichtung eine solche Vorrichtung nicht in der Lage, eine Ladezustandskorrektur zu implementieren.

#### ZUSAMMENFASSUNG DER ERFINDUNG

Die vorliegende Erfindung stellt ein elektronisches Gerät zum Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie mit einem dynamischen Parameter, welcher der dynamische Leitwert oder der dynamische Widerstand ist, einer Leerlaufspannung und eines Ladezustands bereit, wobei das elektronische Gerät eine Einrichtung enthält, die elektrisch mit der Zelle oder Batterie zum Messen der dynamischen Parameter verbunden ist, und eine Einrichtung, die elektrisch mit der Zelle oder Batterie zum Messen der Leerlaufspannung verbunden ist, wobei das elektronische Gerät ferner gekennzeichnet ist:

eine Korrektureinrichtung, die mit der Einrichtung zum Messen des dynamischen Parameters verbunden ist, und direkt elektrisch mit der Einrichtung zum Messen der Leerlaufspannung verbunden ist, wobei die Korrektureinrichtung dazu dient, auf die Leerlaufspannung durch Anpassen eines gemessenen, dynamischen Parameterwerts in Abhängigkeit von der Leerlaufspannung zu regieren, um einen Ladezustands-korrigierten dynamischen Parameterwert zu erhalten; und

eine Einrichtung zum Anzeigen eines dem Ladezustands-korrigierten Parameterwert entsprechenden Testergebnisses.

Es werden drei Ausführungsformen eines verbesserten elektronischen Geräts zum Testen und Überwachen von Speicherbatterien, die nur teilweise geladen sein können, offenbart. Die erste Ausführungsform nutzt eine Analogschaltung des in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 beschriebenen Typs, um den dynamischen Leitwert der Batterie zu messen. Dieser dynamische Leitwert wird automatisch bezüglich des Ladezustands durch einen nicht-linearen Korrekturverstärker korrigiert, der

DE 93 21 638 U1

29.03.01

elektrisch direkt mit der Einrichtung zum Messen der Leerlaufklemmenspannung der Batterie verbunden ist. Die zweite Ausführungsform verwendet auch eine Analogschaltung zum Messen des dynamischen Leitwerts. In dieser Ausführungsform wird jedoch die Ladezustandkorrektur durch einen Mikroprozessor durchgeführt, der direkt elektrisch mit der Einrichtung zum Messen der Leerlaufklemmenspannung der Batterie verbunden ist. Die dritte Ausführungsform verwendet eine Analogschaltung zur Messung eines anderen dynamischen Parameters - den dynamischen Widerstand der Batterie. Ein Mikroprozessor, der direkt elektrisch mit der Einrichtung für die Messung der Leerlaufklemmenspannung der Batterie verbunden ist, führt wiederum eine Ladezustandskorrektur aus. In der dritten Ausführungsform kann jedoch der Mikroprozessor den gemessenen dynamischen Widerstand mathematisch invertieren, um den dynamischen Leitwert zu erhalten, wenn ein zur Batterieleistung proportionales numerisches Ergebnis gewünscht ist. Wenn nur ein qualitatives ("Gut/Schlecht")-Ergebnis gewünscht ist, ist dieser letzte Schritt nicht erforderlich. Zwei gemeinsame Elemente verknüpfen die drei Ausführungsformen. Dieses sind: 1). Die Existenz einer direkten elektrischen Kopplung zwischen der Einrichtung für das Erfassen der Leerlaufspannung und der Einrichtung für die Korrektur des gemessenen dynamischen Parameters; und 2). Die Fähigkeit der Korrektureinrichtung, auf die gekoppelte Leerlaufspannung zu reagieren, indem der dynamische Parameters bezüglich des Ladezustands geeignet korrigiert wird. Bei jeder von den drei Ausführungsformen ermittelt das Gerät den dynamischen Kleinsignalleitwert der Batterie, um entweder ein proportionales numerisches Ergebnis, das in geeigneten Batteriemeßeinheiten angezeigt wird, oder eine entsprechende qualitative Bewertung des relativen Zustands der Batterie auf der Basis des dynamischen Leitwerts und der elektrischen Nennleistung zu erzeugen. Ohne zusätzli-

DE 9321638 U1

chen Benutzereingriff mißt das Gerät auch die Batterieklemmenspannung in einem im wesentlichen unbelasteten Zustand und koppelt diese Information direkt elektrisch in eine geeignete Einrichtung zum Korrigieren der gemessenen dynamischen Leitwert für den Ladezustand ein. Durch diese automatische Korrektur entspricht die dem Benutzer angezeigte quantitative oder qualitative Information der einer vollgeladenen Batterie auch dann, wenn die Batterie tatsächlich nur teilweise geladen sein kann. Wenn der Batterieladezustand für die Durchführung einer genauen Bewertung zu niedrig ist, wird keine Information angezeigt. Statt dessen erfolgt eine Anzeige für den Benutzer, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß.

Das elektronische Batterietest/Überwachungs-Gerät mit automatischer Kompensation bezüglich eines niedrigen Ladezustands kann dazu genutzt werden, entweder eine qualitative oder quantitative Bewertung einer großen Vielzahl auch anderer elektrochemischer Energiequellen als Bleisäurebatterien verwendet werden. Beispielsweise können einzelne elektrochemische Zellen in einer Weise getestet oder überwacht werden, die mit der zum Testen oder Überwachen von Batterien in Reihen geschalteter Zellen identisch ist. Ferner kann die Erfindung durch die Verwendung geeigneter numerischer Korrekturfaktoren zum Testen oder Überwachen anderer elektrochemischer Energiequellen, wie z.B. Alkali-, Nickel-Kadmium-, oder Lithiumzellen und -Batterien verwendet werden. Die vorliegende Erfindung ist in großem Umfang für einen derartigen Test oder eine Überwachung von Energiequellen, aufgrund ihrer Einfachheit, ihrer Sicherheit, ihrer Genauigkeit ihrer leichten Anwendung und ihrer niedrigen Kosten anwendbar.

20.03.01

KURZBESCHREIBUNG DER ZEICHNUNGEN

In den Zeichnungen ist:

Fig. 1 das Thevenin'sche Ersatzschaltbild einer Blei-Säure-Speicherbatterie mit ihrer Leerlaufspannung  $V_0$  und ih-  
rem in Reihe geschaltetem Innenwiderstand  $R_x$ .

Fig. 2 eine empirische Auftragung des normierten dynami-  
schen Leitwerts  $G_x$  gegenüber der Leerlaufspannung  $V_0$ , welche  
die Korrelation mit Messungen zeigt, welche an vier unter-  
schiedlichen Blei-Säure-Speicherbatterien darstellt, die un-  
terschiedliche elektrische Nennleistungen aufweisen und von  
unterschiedlichen Herstellern gebaut wurden.

Fig. 3 ein vereinfachtes Blockschaltbild eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts, welches  
eine automatische Kompensation eines niedrigen Ladezustands  
gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung  
anwendet.

Fig. 4 eine graphische Auftragung des Ladezustand-Korrekturfaktors, der durch Ermittlung des Reziprokwerts der em-  
pirischen normierten dynamischen Leitwertkurve von Fig. 2 er-  
halten wird.

Fig. 5 eine Auftragung einer stückweise lineare Vier-Seg-  
mente-Approximation der Korrekturfaktorkurve von Fig. 4, im-  
plementiert durch die in Fig. 6 offenbare Korrekturverstär-  
kerschaltung.

Fig. 6 ein Schaltbild einer Gleichstrom-Korrekturverstär-  
ker-Ausführungsform, welche die in Fig. 5 dargestellte stück-  
weise lineare Vier-Segmente-Übertragungsfunktion realisiert.

Fig. 7 ein komplettes Schaltbild eines verbesserten elek-  
tronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts, mit automati-  
scher Kompensation eines niedrigen Ladezustands, das zum Te-

DE 9321638 U1

sten/Überwachen von 12 V Autobatterien gemäß einer ersten Ausführungsform der vorliegenden Erfindung konfiguriert ist.

Fig. 8 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterie-  
test/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines  
einen niedrigen Ladezustands.

Fig. 9 ein vereinfachtes Blockschaltbild einer dritten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterie-  
test/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines  
niedrigen Ladezustands.

#### DETAILLIERTE BESCHREIBUNG DER BEVORZUGTEN AUSFÜHRUNGSFORMEN

In Fig. 1 ist das Thevenin'sche Ersatzschaltbild einer Blei-Säure-Speicherbatterie dargestellt. In dieser Ersatzdarstellung wird die Batterie durch ihre Leerlaufspannung  $V_0$  und ihren in Reihe geschalteten Innenwiderstand  $R_x$  beschrieben.

Wie bereits vollständig in den ersten fünf von den vorstehend zitierten sechs U.S. Patenten offenbart, vernachlässigt ein herkömmlicher dynamischer Leitwert-Batterietest einer vollgeladenen Batterie herkömmlicherweise die Leerlaufspannung  $V_0$ . Statt dessen mißt die elektronische Testvorrichtung direkt den dynamischen Leitwert  $G_x = 1/R_x$ . Das Test/Überwachungsgerät liefert dann der bedienenden Person entweder eine numerische Anzeige, die in proportionalen Batteriemeßeinheiten (wie z.B. "Kaltstartampere", "Amperestunden" oder "Watt") angezeigt wird, oder andernfalls eine qualitative Anzeige ("Gut/Schlecht") auf der Basis eines Vergleichs des gemessenen Werts  $G_x$  mit einem entsprechenden Referenzwert, der von der elektrischen Nennleistung der Batterie und Temperatur bestimmt wird.

Obwohl die Leerlaufspannung  $V_0$  normalerweise nicht bei dem dynamischen Leitwerttest vollgeladener Batterien verwen-

20.03.01  
-1-

det wurde, wurde sie früher zur Bestimmung des Ladezustands verwendet. Wie dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt ist, steht der Ladezustand einer Batterie in direkter Beziehung zu ihrer (unbelasteten) Leerlaufklemmenspannung.

5 Beispielsweise ist bekannt, daß bei Blei-Säure-Batterien für Autos mit einer Nominalspannung von 12 V die Leerlaufspannung von etwa 11,4 V für Batterien, die praktisch vollständig entladen sind, bis etwa 12,6 V für Batterien, die nahezu vollständig geladen sind, schwankt.

10 Fig. 2 stellt die beobachtete Beziehung zwischen dem normierten dynamischen Leitwert und der Leerlaufspannung dar, die auf eine große Klasse von Blei-Säure-Speicherbatterien von Autos zutrifft. Diese Information wurde ursprünglich in dem U.S. Patent Nr. 4,912,416 offenbart. Fig. 2 stellt einen 15 empirischen Graphen des relativen dynamischen Leitwerts, normiert auf den vollständig geladenen Wert,  $G_x(V_0)/G_x(12,6)$ , aufgetragen als eine Funktion der Leerlaufspannung  $V_0$  dar. Die in Fig. 2 aufgetragene, durchgezogene Kurve wird durch eine Polynomgleichung zweiter Ordnung beschrieben, welche 20 Koeffizienten aufweist, welche für eine beste Übereinstimmung für die experimentellen Daten angepaßt sind. Die geeignet angepaßte Polynomgleichung lautet

Gleichung 1:

$$\frac{G_x(V_x)}{G_x(12,6)} = -\{78,1963\} + \{12,3939\}V_0 - \{0,4848\}V_0^2$$

25 Fig. 2 offenbart auch normierte experimentelle Punkte, welche tatsächliche Messungen repräsentieren, die von vier unterschiedlichen Batterien mit unterschiedlichen elektrischen Nennleistungen und gebaut von unterschiedlichen Herstellern erzielt wurden. Die Batterien XM0, XM1 und XM3 sind 30 Sechs-Zellen-Batterien mit Nennspannungen von 12 Volt. Die

DE 9321638 U1

Batterie XM2 ist eine Drei-Zellen-Batterie mit 6 Volt. Die Leerlaufspannungsmeßwerte der Batterie XM2 wurden mit einem Faktor von 2 multipliziert, um XM2-Datenpunkte auf demselben Graphen wie dem der anderen drei Batterien aufzutragen. Man sieht, daß die von allen Batterien erzielten Messungen ziemlich gut mit der durch Gleichung 1 beschriebenen empirischen Beziehung übereinstimmen. Die Tatsache, daß dieselbe empirische Beziehung eine starke Korrelation mit experimentellen Daten zeigt, die sowohl von 6 Volt als auch von 12 Volt Batterien erhalten werden, zeigt, daß die in Fig. 2 offenbarte empirische Ladezustandskorrektur ziemlich universell ist, und tatsächlich eine fundamentale Eigenschaft einer Einzelzelle ist.

In Fig. 3 ist nun ein vereinfachtes Blockschaltbild einer ersten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladezustands offenbart. Außer spezifischen Details, die mit der Schaltung für die automatische Kompensation eines niedrigen Ladezustands zu tun haben, ist die Erläuterung des Betriebs des Blockschaltbild von Fig. 3 identisch mit der des entsprechenden Blockschaltbilds, das in dem U.S. Patent Nr. 4,816,768 mit Fig. 1 bezeichnet ist.

Demzufolge werden Signale, welche das Signal am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 repräsentieren, zu einem Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 über zwei Rückkopplungspfade zurückgekoppelt; einen internen Rückkopplungspfad 14 und einen externen Rückkopplungspfad 16. Der interne Rückkopplungspfad 14 enthält ein Tiefpaßfilter (LPF) 18 und koppelt ein Signal direkt auf den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 zurück. Der Zweck des internen Rückkopplungspfads 14 und des Tiefpaßfilters 18 besteht in der Erzeugung einer starken Gleichspannungs-(DC)-

20.10.8.01  
-13-

Gegenkopplung aber einer relativ schwachen Wechselspannungs-(AC)-Rückkopplung, um den Arbeitspunkt der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 zu definieren, und deren DC-Stabilität ohne merkliche Reduzierung ihrer AC-Spannungsverstärkung sicherzustellen. Der externe Rückkopplungspfad 16 enthält ein Widerstandsnetzwerk 22 und koppelt einen Signalstrom auf die dem Test unterzogene Batterie 24 zurück. Die Summierschaltung 26 kombiniert die sich ergebende Signalspannung 28, die dadurch über der Batterie 24 erzeugt wird, mit einer periodischen Rechteckwellen-Signalspannung 30.

In der in Fig. 3 offenbarten Ausführungsform wird die periodische Rechteckwellen-Signalspannung 30 durch den Betrieb eines Oszillators 32, eines Zerhackerschalters 34 und eines Korrekturverstärkers (Cor Amp) 36 erzeugt. Die Oszillationsfrequenz des Oszillators kann beispielsweise 100 Hz betragen. Die an den Eingang 38 des DC-Korrekturverstärkers 36 ist die DC-Klemmenspannung der Batterie 24. Aufgrund der Tatsache, daß die in Fig. 3 dargestellte elektronische Vorrichtung nur einen sehr geringen Laststrom aus der Batterie zieht, ist diese Klemmenspannung im wesentlichen die (unbelastete) Leerlaufklemmenspannung  $V_o$ . Das Ausgangssignal 40 des DC-Korrektur-Verstärkers 36 ist eine von  $V_o$  abgeleitete DC-Spannung mit einem Spannungspegel, der invers auf die  $V_o$  bezogen ist, und somit invers auf den Ladezustand der Batterie 24. Diese abgeleitete DC-Spannung 40 wird wiederholt von dem Zerhacker-Schalter 34 unterbrochen, dessen Steuereingang 42 von dem Ausgangssignal des Oszillators 32 aktiviert wird. Die unterbrochene DC-Spannung weist somit eine periodische Rechteckwellen-Signalspannung 30 mit einer Spannungsamplitude auf, die in einer inversen Beziehung zu  $V_o$  steht, und somit in einer inversen Beziehung zu dem Ladezustand der Batterie 24 steht. Diese Signalspannung 30 wird der Summationsschaltung 26 zusammen mit der über der Batterie 24 entwickelten Signal-

DE 9321638 U1

29.03.01  
-14-

spannung 28 präsentiert. Die sich ergebende zusammengesetzte Signalspannung 44 an dem Ausgang der Summationsschaltung 26 wird dann kapazitiv auf den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 mittels eines kapazitiv koppelnden Netzwerks 46 eingekoppelt.

Wie bereits vollständig in U.S. Patent Nr. 4,816,768 erläutert wurde, weist die Spannung am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 eine konstante DC-Vorspannungskomponente zusammen mit einer AC-Signalkomponente auf, die proportional zu den dynamischen Leitwert  $G_x$  der getesteten Batterie 24 sowie zu dem Pegel der Rechteck-Signalspannung 30 ist. Die konstante DC-Vorspannungskomponente wird ignoriert, während die variable AC-Signalkomponente detektiert und genau in eine DC-Signalspannung durch einen Synchrondetektors 48 umgewandelt wird, der mit dem Oszillator 32 mittels eines Synchronisationspfads 50 synchronisiert ist .

Die DC-Signalspannung am Ausgang 52 des Synchrondetektors 48 passiert das einstellbare Netzwerk 54 zu dem Eingang des DC-gekoppelten Operationsverstärkers 56. Der Rückkoppelungspfad 58 des Operationsverstärkers 56 enthält ein DC-Milliamperemeter 60. Demzufolge ist die Anzeige des DC-Milliampermeters 60 proportional zu dem DC-Signalspannungspegel am Ausgang 52 des Synchrondetektors 48 und somit zu dem dynamischen Leitwert  $G_x$  der Batterie 24. Zusätzlich ist die Proportionalitätskonstante bezüglich des  $G_x$  anzeigenenden Milliampermeters durch den Wert bestimmt, der von dem einstellbaren Widerstandsnetzwerks 54 angenommen wird, sowie von dem Pegel der Signalspannung bei 30 - und somit durch den Ladezustand der Batterie der durch deren unbelastete DC-Klemmspannung  $V_o$  dargestellt wird.

Durch die Verwendung eines geeignet festgelegten Widerstandswerts in dem Widerstandsnetzwerk 54 und dann durch Kali-

DE 93 21 638 U1

brierung des Milliamperemeters 60 in Batteriemeßeinheitszahlen, die proportional zu dem dynamischen Leitwert der Batterie sind, emuliert die in Fig. 3 offenbarte Ausführungsform den in U.S. Patent Nr. 3,873,911 offenbarten direkt anzeigen-  
5 den Batterietester. Zusätzlich ist, wie vollständig in dem U.S. Patent Nr. 4,816,768 gelehrt, der Widerstandswert des Widerstandsnetzwerks 54, welcher die Anzeige des DC-Milliam-  
10 peremeters 60 auf einen spezifischen festgelegten Wert bringt, direkt proportional zu dem dynamischen Leitwert der Batterie 24. Somit emuliert durch Kalibrierung des Wider-  
standsnetzwerks 54 in herkömmlichen Batterieleistungseinhei-  
ten und dann durch Zuweisung von "Gut"- und "Schlecht"- Be-  
reichen auf der Skala des Milliamperemeters, die in Fig. 3  
15 offenbarte Ausführungsform auch die in dem U.S. Patent Nr. 3,909,708 offenbarte "Gut-Schlecht"-Batterietestvorrichtung. Ferner kann man einen Schalter verwenden, um entweder ein Netzwerk 54 mit festen Werten oder ein Netzwerk 54 mit ein-  
stellbaren Werten auswählen und kann sowohl eine Zahlenskala als auch "Gut-Schlecht"-Bereiche auf der Anzeige des Milliam-  
20 peremeters anordnen. Man kann daher sowohl einen Direktanzei-  
ge-Batterietester als auch einen "Gut-Schlecht"-Batterie-  
tester mit nur einem Gerät realisieren.

Für jede Emulation ist die Amplitude des detektierten Signals am Ausgang 52 des Synchrondetektors 48 direkt propor-  
25 tional zu der Amplitude des Rechteckwellensignals 30 an dem Ausgang des Zerhackerschalters 34. Somit werden sowohl der Pegel der während des Direkttablesevorgangs angezeigten numerischen Größe, sowie die während des "Gut/Schlecht"-Betriebs bereitgestellte relative qualitative Bewertung von dem Lade-  
30 zustand der Batterie dargestellt durch deren unbelastete Klemmenspannung  $V_o$  beeinflußt. Damit die dargestellte Infor-  
mation von dem Batterieladezustand unbeeinflußt ist, ist es erforderlich, daß  $V_{out}$ , die DC-Ausgangsspannung bei 40 am Kor-

29.03.01  
-16-

rekturverstärker 36 zu dem Reziprokwert von  $G_x(V_o)$  proportional ist. Unter diesen Umständen kann  $V_{out}$  geschrieben werden als:

Gleichung 2:

5  $V_{out}(V_o) = V_{out}(12,6) \times F(V_o)$

wobei:

Gleichung 3:

$$F(V_o) = \frac{G_x(12,6)}{G_x(V_o)}$$

ein geeigneter in dem Korrekturverstärker 36 eingespeister 10 Ladezustandskorrekturfaktor ist. Eine Umformung von Gleichung 2 führt zu:

Gleichung 4:

$$F(V_o) = \frac{V_{out}(V_o)}{V_{out}(12,6)}$$

15 welche zeigt, daß  $F(V_o)$  einfach als die DC-Ausgangsspannung des Verstärkers 38 normiert auf die mit einer vollgeladenen Batterie erhaltene DC-Ausgangsspannung betrachtet werden kann; d.h., für eine Batterie, bei welcher  $V_o = 12,6$  V ist.

Zusätzlich zu der Erzeugung eines DC-Ausgangssignals 40 20 liefert der Korrekturverstärker 36 auch ein "Zerhackersperr"-Ausgangssignal 62 und ein LED-Ausgangssignal 64. Diese zwei zusätzlichen Ausgangssignale werden aktiviert, sobald die Klemmenspannung  $V_o$  der Batterie und somit ihr Ladezustand zu klein für die Ausführung eines genauen dynamischen Leitwerttests ist. Unter diesen speziellen Bedingungen wird der Zerhackerschalter 34 gesperrt, so daß keine qualitative oder 25 quantitative Information dem Benutzer angezeigt wird. Statt

DE 9321638 U1

29.03.01  
-17-

dessen leuchtet die LED 66, um dem Benutzer anzuzeigen, daß die Batterie nachgeladen werden muß, bevor sie getestet werden kann.

Fig. 4 stellt eine graphische Auftragung des Ladezustandskorrekturfaktors  $F(V_0)$  dar, der durch Bilden des Reziprokwerts der in Fig. 2 dargestellten empirischen Kurve von  $[G_x(V_0)/G_x(12,6)]$  erhalten wird. Eine stückweise Approximation in vier Segmenten für diese empirische Kurve ist in Fig. 5 offenbart. Die Parameter, welche die vier Knickpunkte dieser stückweise linearen Approximation spezifizieren, sind in Tabelle 1 aufgelistet.

TABELLE I

PARAMETER DER STÜCKWEISE LINEAREN APPROXIMATION

Knickpunkt	$V_0$ (Volt)	Korrekturfaktor F
A	12,60	1,00
B	12,15	1,21
C	11,80	1,78
D	11,60	2,91

Die stückweise lineare Eingangs/Ausgangs-Beziehung von Fig. 5 wird durch die Übertragungsfunktion der in Fig. 6 offenbarten Ausführungsform einer DC-Korrekturverstärkerschaltung implementiert. Gemäß Fig. 6 weist der insgesamt in dem Block 36 enthaltene DC-Korrekturverstärker eine Schaltung von vier Operationsverstärkern 70, 92, 74 und 76 zusammen mit einem Komparator 78 auf. Die Schaltungeingangsleitung 38 stellt eine Verbindung zu der positiven Anschlußklemme der getesteten Batterie 24 her, während die negative Batterieanschußklemme auf Masse liegt. Aufgrund der Tatsache, daß nur sehr wenig Strom aus der Batterie 24 gezogen wird, ist die

DE 9321638 U1

20.03.01  
-18-

Schaltungseingangsspannung bei 38,  $V_{in}$ , gemessen in Bezug auf Masse im wesentlichen gleich der Leerlaufklemmenspannung  $V_o$ .

Innerhalb der in Fig. 6 offenbarten DC-Korrekturverstärkerschaltung wird eine konstante Referenzspannung  $V_R$  mittels einer Spannungsreferenzdiode 80 erzeugt, welche ihren Betriebsstrom durch einen Serienwiderstand 82 empfängt. Die Referenzspannung  $V_R$  kann beispielsweise 2,5 V betragen. Die  $V_R$  wird ferner an einer aus Widerständen 84, 86, 88 und 90 bestehenden Spannungsteilerkette betrieben. Demzufolge ist der an die nicht-invertierenden Eingängen der Operationsverstärker 70, 72 angelegte Spannungspegel  $V_R$ , während zunehmend kleinere Anteile der Referenzspannung  $V_R$  an den nicht-invertierenden Eingängen der Operationsverstärker 74, 60 und an den invertierenden Eingang des Komparators 78 angelegt sind. Zusätzlich zu diesen festgelegten Spannungspegeln wird eine variable Spannung  $V_x$ , die proportional zur Batteriespannung  $V_o$  ist, von  $V_{in}$  mittels Spannungsteilerwiderständen 92 und 94 abgeleitet. Diese variable Spannung ist direkt an den nicht-invertierenden Eingang des Komparators 78 und an die invertierenden Eingänge der Operationsverstärker 72, 74 und 76 über Widerstände 98, 102 und 106 angelegt.

Die Ausgänge der vier Operationsverstärker 70, 72, 74 und 76 sind über vier Dioden 108, 110, 112 und 114 mit einem gemeinsamen Bus  $V_{out}$  verbunden. Wegen des Betriebs der vier Dioden ist nur einer von den Operationsverstärkern zu irgend-einem beliebig gegebenen Zeitpunkt aktiv - der Verstärker mit der größten (höchsten positiven) Ausgangsspannung. Nur dieser Operationsverstärker wird mit dem Ausgangsbus verbunden und steuert somit die Ausgangsspannung  $V_{out}$ . Die anderen drei Operationsverstärker, diejenigen welche kleinere Ausgangsspannungen aufweisen, werden von dem Ausgangsbus dadurch abge-

DE 9321638 U1

30.03.01  
-19-

trennt, daß sie rückwärts vorgespannte Dioden in ihren Ausgangskreisen aufweisen.

Der Operationsverstärker 70 ist mit seinen invertierenden Eingang direkt mit dem Ausgangsbus verbunden, und ist daher 5 als ein Spannungsfolger konfiguriert, der mit einer Verstärkungsfaktor von 1 die Referenzspannung von  $V_R$  verstärkt. Die anderen drei Operationsverstärker 72, 74 und 76 verwenden Rückkopplungswiderstände und sind als invertierende Verstärker konfiguriert; wobei jeder die variable Spannung  $V_x$  verstärkt; und jeder eine negative inkrementelle Spannungsverstärkung erzeugt, welche jeweils durch das entsprechende 10 Widerstandsverhältnis  $\{R(96)/R(98)\}$ ,  $\{R(100)/R(102)\}$ ,  $\{R(104)/R(106)\}$  gegeben ist.

Die Schaltung von Fig. 6 funktioniert wie folgt: Für  $V_{in} > 15 V_A = 12,6$  V ist die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers 70 größer als die Ausgangsspannungen der anderen drei Operationsverstärker. Demzufolge wird er Ausgangsbus durch den Spannungsfolger 70 mit der Verstärkung 1 kontrolliert, so daß  $V_{out} = V_R$  ist. Dieser Bereich einer konstanten Ausgangsspannung wird durch das Segment 1 in der in Fig. 5 dargestellten stückweise linearen Übertragungsfunktion dargestellt.

Wenn  $V_{in}$  auf  $V_A = 12,6$  V abgefallen ist, ist  $V_x$  ausreichend kleiner als  $V_R$  geworden, so daß die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers 72 gleich dem des Verstärkers 70 ist. Somit wird für  $V_{in} < V_A$  die Diode 108 rückwärts vorgespannt während die Diode 110 vorwärts vorgespannt wird, und damit der Verstärker 72 den Ausgangsbus kontrolliert. Aufgrund der Verstärkung des invertierenden Verstärkers 72 bewirkt ein weiteres Absinken von  $V_{in}$  einen Anstieg von  $V_{out}$  mit einer inkrementellen Verstärkung oder "Steigung" von - $\{R(96)/R(98)\}$ . Dieser Bereich der Verstärkung, welcher bis  $V_{in}$  ist gleich  $V_B$  anhält, wird von dem Segment 2 in Fig. 5 darge-

DE 9321638 U1

29.03.01  
-20-

gleich  $V_B$  anhält, wird von dem Segment 2 in Fig. 5 dargestellt.

Wenn  $V_{in}$  auf  $V_B$  abgesunken ist, ist  $V_x$  ausreichend abgesunken, daß die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers 74 die des Verstärkers 72 überschreitet. Die Diode 110 wird daher rückwärts vorgespannt, während die Diode 112 vorwärts vorgespannt wird, und nun der Verstärker 74 des Ausgangsbusses kontrolliert. Aufgrund der Verstärkung des invertierenden Verstärkers 74 bewirkt ein weiteres Absinken von  $V_{in}$  einen Anstieg von  $V_{out}$  mit der größeren inkrementellen Verstärkung oder "Steigung" von  $-(R(100)/R(102))$ . Dieser Verstärkungsbereich hält an bis  $V_{in}$  gleich  $V_c$  ist, und wird von dem Segment 3 in Fig. 5 dargestellt.

Wenn  $V_{in}$  auf  $V_c$  abgesunken ist, ist  $V_x$  ausreichend abgesunken, daß die Ausgangsspannung des invertierenden Verstärkers 76 die des Verstärkers 74 überschreitet. Die Diode 112 wird daher rückwärts vorgespannt, während die Diode 114 vorwärts vorgespannt wird. Somit kontrolliert nun der Verstärker 76 den Ausgangsbuss. Aufgrund der Verstärkung des invertierenden Verstärkers 76 bewirkt ein weiteres Absinken von  $V_{in}$  einen Anstieg von  $V_{out}$  mit der noch größeren inkrementellen Verstärkung oder "Steigung" von  $-(R(104)/R(106))$ . Dieser Bereich der größten Verstärkung wird von dem Segment 4 in Fig. 5 dargestellt.

Zum Schluß wird für  $V_{in}$  kleiner  $V_D$  die gewünschte Spannung  $V_x$  kleiner als die heruntergeteilte Referenzspannung, die an dem Verbindungspunkt der Widerstände 88 und 90 vorliegt. Unter diesen speziellen Bedingungen liegt der nicht-invertierende Eingang des Komparators 78 auf einem niedrigeren Potential als der invertierende Eingang und bewirkt somit, daß der Ausgang des Komparators 78 sich in einem "niedrigen" Zustand befindet. Demzufolge leuchtet die LED 66, um dem Benutzer ei-

DE 9321638 U1

29.03.01  
-21-

ne Anzeige zu geben, daß die Batterie nachgeladen werden muß, bevor sie getestet werden kann. Zusätzlich befindet sich die Ausgangsleitung 62 in einem "niedrigem" Zustand und sperrt somit den Zerhackerschalter 34 und verhindert, daß irgend eine qualitative oder quantitative dynamische Leitwertinformation an den Benutzer ausgegeben wird.

Fig. 7 offenbart ein vollständiges Schaltbild einer ersten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Ladezustandskompensation, die für den Test/Überwachung von 12 Volt Batterien gemäß der vorliegenden Erfindung konfiguriert ist. Operationsverstärker 120, 122, 124 und 126 stellen vier Elemente einer integrierten Schaltung IC 1 mit vier Operationsverstärkern dar. Bilaterale Analogschalter 34 und 28 stellen zwei Elemente einer integrierten Schaltung IC 2 mit vier bilateralen CMOS-Schaltern dar. Die Operationsverstärker 70, 72, 74 und 76 stellen vier Elemente einer integrierten Schaltung IC 3 mit vier Operationsverstärkern dar. Der Komparator 78 stellt ein Element einer integrierten Schaltung IC 4 mit vier Komparatoren dar. Alle vier integrierten Schaltungen IC 1, IC 2, IC 3 und IC 4 werden mittels gemeinsamer Versorgungsleitungen V<sup>+</sup> 130 und V<sup>-</sup> 132 mit Energie versorgt, welche mit der zu testenden Batterie 24 über Batteriekontakte 134 bzw. 136 verbunden sind.

Die hochverstärkende Verstärkerkaskade 12 von Fig. 3 weist einen Operationsverstärker 120 und einen als Emitterfolger geschalteten npn-Transistor 138 auf. Der Widerstand 140 führt eine DC-Vorspannung an den nicht-invertierenden (+) Eingang des Operationsverstärkers 120 von Spannungsteilerwiderständen 142 und 144, welche mit der Batterie 24 über Batteriekontakte 146 und 148 verbunden sind. Die Ausgangsspannung der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 wird über den

DE 9321638 U1

25.03.01  
-22-

Rückkopplungswiderstand 22 des externen Pfads festgelegt. Ein interner Rückkopplungspfad bestehend aus den Widerständen 150 und 152 leitet die DC-Spannung an der gemeinsamen Verbindung zwischen dem Emitter des npn-Transistors 138 und dem Widerstand 22 an den invertierenden (-) Eingang des Operationsverstärkers 120. Die Widerstände 150 und 152 bilden zusammen mit dem Kondensator 154 das Tiefpaßfilter 18 von Fig. 3.

Die über der Batterie 24 entwickelte AC-Signalspannung wird an den Batteriekontakten 146 und 148 erfaßt und in Reihe einer Eingangssignalspannungskomponente hinzugaddiert, die über dem Betrachtungswiderstand 156 aufgebaut wird. Die sich ergebende zusammengesetzte AC-Signalspannung wird in den Differenzeingang des Operationsverstärkers 120 mittels eines aus den Kondensatoren 158 und 160 bestehenden kapazitiven Einkopplernetzwerks eingekoppelt. Ein Rückkopplungsstrom, der proportional zu der über dem Widerstand 22 aufgebauten Spannung ist, passiert die Batterie 24 mittels der Leiter 162 und 164 des externen Rückkopplungspfads, zusammen mit den Batteriekontakten 134 und 136.

Eine Rechteckwellen-Eingangssignalspannung wird über den Betrachtungswiderstand 156 aufgebaut und durch die Wirkung des Oszillators 32 des Zerhackerschalter 34 und des Korrekturverstärker 36 geformt. Der Oszillator 32 welcher ein 100 Hz Rechteckwellen-Synchronisationssignal erzeugt, ist ein herkömmlicher astabiler Multivibrator bestehend aus dem Operationsverstärker 122 zusammen mit den Widerständen 168, 170, 172, 174 und dem Kondensator 176. Das Synchronisationsausgangssignal des Oszillators 32 wird dem Steuereingang des Zerhackerschalters 34 über einen Widerstand 178 zugeführt. Demzufolge schaltet der Zerhackerschalter 34 periodisch mit einer 100 Hz Rate aus und ein. Die Signalanschlußklemmen des Zerhackerschalters 118 verbinden den DC-Signalausgang 40 des

DE 9321638 U1

Korrekturverstärkers 36 mit der Eingangsleitung des für eine anfängliche Kalibrierungseinstellung verwendeten Trimmerpotentiometers 180. Die Signalspannung über dem Trimmerpotentiometer 180 weist daher eine 100 Hz Rechteckwelle mit einer Amplitude proportional zu der DC-Ausgangsspannung des Korrekturverstärkers 36 auf. Ein Signalstrom proportional zu der Signalausgangsspannung des Trimmerpotentiometers 180 passiert den Injektionswiderstand 184 und wird in den Betrachtungswiderstand 156 injiziert, und erzeugt dadurch eine 100 Hz Signalspannung über dem Betrachtungswiderstand 156. Aufgrund der Wirkung des unter Bezugnahme auf Fig. 4 beschriebenen Korrekturverstärkers 36 enthält die Signalspannung über dem Betrachtungswiderstand 156 eine automatische Korrektur für den Ladezustand der zu testenden Batterie. Wenn jedoch der Batterieladezustand für eine genaue Batteriebewertung zu niedrig ist, befinden sich die Ausgangsleitungen 62 und 64 auf logisch niedrigen Zuständen. Diese Ausgangsleitungen ziehen wiederum den Eingang des Zerhackerschalters 34 nach unten und ziehen die Kathode der LED 66 nach unten. Demzufolge wird der Zerhackerschalter 34 gesperrt, so daß kein AC-Signal in den Betrachtungswiderstand 156 injiziert wird, und die LED 66 leuchtet, um dem Benutzer anzuzeigen, daß die Batterie nachgeladen werden muß, bevor ein dynamischer Leitwerttest durchgeführt werden kann.

Der Analogschalter 128 bildet zusammen mit dem Operationsverstärker 124, welcher als ein Integrator geschaltet ist, den Synchrodetektor 48 von Fig. 3. Ein Widerstand 194 und Nebenschlußkondensator 126 bilden ein Tiefpaßfilter, welches den nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 124 auf den Spannungspegel der über dem Rückkopplungswiderstand 22 entwickelten DC-Vorspannungskomponente vorspannt. Ein von der Gesamtspannung an der gemeinsamen Verbindung zwischen dem Widerstand 22 und dem Transistor 138 abgeleiteter

Signalstrom passiert den Widerstand 198 und den Analogschalter 128 zu dem invertierenden Eingang des Operationsverstärkers 124. Dieser Signalstrom wird periodisch mit der Oszillatorkontrollfrequenz durch das Steuersignal des Analogschalters 128 unterbrochen, welcher mit dem Synchronisationsausgang des Oszillators 32 verbunden ist. Ein Widerstand 200 erzeugt eine DC-Gegenkopplung an den Operationsverstärker 124. Ein Integrationskondensator 202 dient zum Glätten des von dem Operationsverstärker 124 ausgegebenen detektierten Spannungssignals.

Der nicht-invertierende Eingang des Operationsverstärkers 126 ist auf den DC-Pegel des nicht-invertierenden Eingangs des Operationsverstärkers 124 vorgespannt, während der invertierende Eingang des Operationsverstärkers 126 mit einem SPDT-Auswahlschalter 206 verbunden ist. Demzufolge passiert ein zu der detektierten Signalspannung an dem Ausgang des Operationsverstärkers 124 proportionaler DC-Strom das Milliamperemeter 60 zu dem Ausgang des Operationsverstärkers 160 über einen der von dem Selektorschalter 206 gewählten zwei Pfade. Mit dem Schalter 206 in der Position 1 passiert der Instrumentenstrom den festen Widerstand 208. Unter diesen Bedingungen emuliert die offenbare Erfindung ein Direktablese-Batterietestgerät, welches eine quantitative Ausgangsgröße liefert, die in Batteriemeinheiten angezeigt wird, die zu dem dynamischen Leitwert der Batterie 24 proportional sind. Mit dem Schalter 206 in der Position 2 passiert der Instrumentenstrom einen festen Widerstand 210 und einen variablen Widerstand 212. Unter diesen Bedingungen emuliert die offenbare Erfindung ein qualitatives "Gut/Schlecht"-Batterietestgerät mit einer manuell angepaßten Batterienennleistungsskala, die linear von der Einstellung des variablen Widerstands 212 und einem Nennleistungsoffset abhängt, der von dem Wert des festen Widerstands 210 bestimmt wird.

Die Ausführungsform des verbesserten Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Kompensation eines niedrigen Ladezustand, die in Fig. 7 dargestellt ist, arbeitet wie folgt: Die bedienende Person verbindet das Gerät einfach mit der zu testenden Batterie und wählt eine der zwei Positionen der Auswahlschalters 206. Wenn die Position 1 gewählt ist, zeigt das Milliamperemeter 60 den quantitativen Zustand der Batterie in geeigneten Batteriemeßeinheiten an - wobei die angezeigten quantitativen Ergebnisse automatisch entsprechend denen einer vollständig geladenen Batterie angepaßt sind. Wenn sich der Schalter 206 in der Position 2 befindet, und der variable Widerstand 212 entsprechend der Nennleistung der Batterie eingestellt wurde, zeigt das Amperemeter 60 den qualitativen ("Gut/Schlecht") Zustand der Batterie an. Wiederum sind die angezeigten Ergebnisse automatisch angepaßt, so daß sie denen einer vollgeladenen Batterie entsprechen. In beiden Wahlstellungen wird, wenn der Batterieladezustand für eine genaue Bewertung zu niedrig ist, dem Benutzer keine Information angezeigt. Statt dessen leuchtet eine LED um dem Benutzer anzuzeigen, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß.

Die Tabelle II enthält eine Liste von Komponenten und Werten für die erste Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit automatischer Kompensation eines niedrigen Ladezustands, das in Fig. 7 offenbart ist.

29.03.01

-26-

TABELLE IIKOMPONENTENTYPEN UND WERTE FÜR DIE SCHALTUNG VON FIG. 7

	<u>BEZUGSZEICHEN</u>	<u>BAUTEIL</u>
5		
		<u>Halbleiterbauteile</u>
	120, 122, 124, 126	IC1 - LM324N
	34, 128	IC2 - CD4066B
	70, 72, 74, 76	IC3 - LM324N
	78	IC4 - LM339
10	80	IC5 - LM336-2,5
	138	TIP31C Leistungstransistor
	108, 110, 112, 114	1N4148 Dioden
	66	T-1 3/4 LED
15		
		<u>Widerstände - Ohm (1/4-W sofern nicht anders abgegeben)</u>
	22	22Ω~ - 5 Watt
	82	4,7K
	84	5,36K
	86	6,19K
20	88	6,04K
	90	200K
	92	2,25K
	94	576
	96, 100, 104	1,00M
25	98	174K
	102	49,9K
	106	13,7K
	116, 142, 144	1,0K
	156, 210	100
30	208	470
	212	500 Potentiometer
	180	10K Trimpotentiometer

DE 9321638 U1

29.03.01

-27-

184	470K
140, 200	47K
178, 194, 198	100K
172	150K
5 174	270K
150, 152, 168, 170	1 M

Kondensatoren -  $\mu$ F

176	0,022
10 154, 158, 160, 196	0,47
202	1,0

Instrument

202	1 mA DC-Milliampemeter
-----	------------------------

Schalter

15	206	SPDT
----	-----	------

Fig. 8 offenbart ein vereinfachtes Blockschaltbild einer zweiten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Kompenstation eines niedrigen Ladezustands. Diese Ausführungsform eliminiert den Korrekturverstärker 36 und den Zerhackerschalter 34 der im Blockschaltbild von Fig. 3 offenbarten ersten Ausführungsform. Statt dessen enthält sie einen insgesamt durch den Block 220 von Fig. 8 dargestellten Mikroprozessor. Der Mikroprozessorknoten 220 enthält alle üblichen Elemente, welche ein Mikroprozessorsystem bilden, wie z.B. die erforderlichen Logikelemente, einen Taktoszillator, einen Speicher mit wahlfreiem Zugriff, ein in einem NUR-Lese-Speicher enthaltenes Firmware-Programm und natürlich den Prozessor selbst. Bei der Ausführungsform von Fig. 8 wird die geeignete Korrektur für den niedrigen Ladezustand durch den Mikropro-

DE 93 21638 U1

zessorblock 220 gesteuert von dem darin enthaltenen Firmware-Programm ausgeführt.

Eine Beschreibung des Betriebs der meisten Elemente von Fig. 8 ist eine Parallele der Beschreibung des Betriebs der in Fig. 3 offenbarten Ausführungsform. Signale die das Signal am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 repräsentieren, werden auf den Eingang 20 hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 mittels zwei Rückkopplungspfaden zurückgekoppelt; einem internen Rückkopplungspfad 14 und einem 10 externen Rückkopplungspfad 16. Der interne Rückkopplungspfad 14 enthält einen Tiefpaßfilter (LPF) 18 und koppelt eine Signalspannung direkt auf den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 zurück. Der externe Rückkopplungspfad 16 enthält ein Widerstandsnetzwerk 22 und koppelt einen Signalsstrom 15 auf die zu testende Batterie 24 zurück. Die Summierschaltung 26 kombiniert die sich ergebende Signalspannung 28, welche dadurch über der Batterie entwickelt wird, mit einer periodischen Rechteckwellen-Signalspannung 30.

In der Ausführungsform von Fig. 8 weist die Signalspannung 30 einfach das konstante Ausgangssignal des Oszillators 32 auf. Die Oszillationsfrequenz des Oszillators 32 kann beispielsweise 100 Hz sein. Dieses periodische Signal wird der Summierschaltung 26 zusammen mit der über der Batterie 24 erzeugten Signalspannung 28 präsentiert. Die sich ergebende zusammengesetzte Signalspannung 44 am Ausgang der Summierschaltung 26 wird dann mittels eines kapazitiven Koppelnetzwerks 46 kapazitiv in den Eingang 20 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 eingekoppelt. Demzufolge weist die Spannung am Ausgang 10 der hochverstärkenden Verstärkerkaskade 12 eine konstante DC-Vorspannungskomponente zusammen mit einer AC-Signalkomponente auf, die zu dem dynamischen Leitwert  $G_x$  der zu testenden Batterie 24 proportional ist. Die konstante DC-

Vorspannungskomponente wird ignoriert, während die variable AC-Signalkomponente detektiert und genau in eine DC-Signalspannung von dem Synchrongendetektor 48 umgewandelt, der über den Synchronisationspfad 50 mit der Oszillatoreinrichtung 5 synchronisiert wird.

Der DC-Signalpegel am Ausgang 52 des Synchrongendetektors 50 ist proportional zu dem dynamischen Leitwert  $G_x$  der Batterie. Diese analoge Spannung wird in eine entsprechende digitale Darstellung von  $G_x$  durch einen Analog/Digital-(A/D)-Wandler 10 222 umgewandelt und dann über einen Eingangsanschluß 224 in den Mikroprozessorblock 220 eingegeben. Zusätzlich ist die unbelastete Batteriespannung  $V_o$  über den DC-Pfad 38 mit dem Eingang eines Analog/Digital-Wandlers 226 verbunden. Eine entsprechende digitale Darstellung von  $V_o$  am Ausgang des A/D-Wandlers 226 wird dadurch über den Eingangsanschluß 228 in 15 den Mikroprozessorblock 220 eingegeben.

Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet bekannt sind, nutzt das Firmware-Programm des Mikroprozessors die digitale Darstellung von  $V_o$ , 20 um die digitale Darstellung von  $G_x$  bezüglich des Ladezustands der Batterie zu korrigieren. Dieses kann beispielsweise erfolgen, indem  $V_o$  in eine "Nachschlagetabelle" eingegeben wird, deren Ausgangsgröße der entsprechende Korrekturfaktor  $F$  ist, und indem dann  $G_x$  mit dem sich ergebenden Faktor  $F$  multipliziert wird, um den korrigierten Leitwert  $G_x(12,6)$  zu erhalten. Alternativ könnte der korrekte Wert von  $G_x(12,6)$  direkt durch eine numerische Berechnung des Reziprokwerts der 25 in Gleichung 1 offenbarten empirischen Beziehung berechnet werden.

Um einen quantitativen elektronischen Batterietester zu emulieren, wird ein zu  $G_x(12,6)$  proportionaler numerischer Wert ausgegeben, und auf einer digitalen Anzeige, wie z.B. 30

236, angezeigt, die über einen Ausgangsanschluß 234 angeschlossen ist, oder über einen Drucker, wie z.B. 240, ausgedruckt, der über einen Ausgangsanschluß 238 an den Mikroprozessor 220 angeschlossen ist. Zusätzlich unterdrückt das  
5 Firmware-Programm immer dann, wenn  $V_o$  niedriger als ein vorbestimmter Minimalwert ist, die numerische Anzeige und erzeugt statt dessen eine Anzeige für den Benutzer, daß die Batterie vor dem Testen geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch die digitale Anzeige  
10 236 angezeigt, durch einen Drucker 240 gedruckt oder über eine LED 76, die über einen Ausgangsanschluß 242 an dem Mikroprozessor 220 angeschlossen ist, zu dem Benutzer gebracht werden.

Zur Emulation eines qualitativen elektronischen ("Gut/Schlecht") Batterietesters wird die Nennleistung der Batterie  
15 zuerst über eine Eingangsvorrichtung, wie z.B. einen über einen Eingangsanschluß 232 mit dem Mikroprozessor 220 verbundenen Wellenkodierer 230, in den Mikroprozessor 220 eingegeben. Eine dem Wellenkodierer zugeordnete Skalenscheibe ist in Batterie-Nennleistungseinheiten, wie z.B. in Kaltstartampere  
20 oder Amperestunden kalibriert. Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt sind, weist dann das Firmware-Programm des Mikroprozessors den Mikroprozessorblock 220 an, den für den Ladenzustand korrigierten dynamischen Leitwert mit einem für die eingegebene Batterienennleistung geeigneten Nennwert zu vergleichen, und die sich ergebende Gut/Schlecht-Information an  
25 den Benutzer auszugeben. Diese qualitative Ausgangsinformation kann beispielsweise durch eine digitale Anzeige 236 angezeigt, durch einen Drucker 240 gedruckt oder über eine LED 246, die über einen Ausgangsanschluß 244 mit dem Mikroprozessor 220 verbunden ist, zu dem Benutzer gebracht werden. Wiederum wird, wenn  $V_o$  kleiner als ein vorbestimmter Minimalwert  
30

ist, die dargestellte Information unterdrückt, und der Benutzer informiert, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch das digitale Display 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder durch die LED 66 zu dem Benutzer gebracht werden.

Fig. 9 offenbart ein vereinfachtes Blockschaltbild einer dritten Ausführungsform eines verbesserten elektronischen Batterietest/Überwachungs-Geräts mit einer automatischen Kompen-sation einen niedrigen Ladezustands. Wie die in Fig. 8 offenbarte Ausführungsform weist diese dritte Ausführungsform einen Mikroprozessorblock 220 zu Implementierung der geeigneten Korrektur eines niedrigen Ladezustands auf. Sie unterscheidet sich von der Ausführung von Fig. 8 dadurch, daß die Hardware eine digitale Darstellung des dynamischen Widerstands  $R_x$  der Batterie dem Mikroprozessor 220 repräsentiert, welcher dann ein Firmware-Programm verwendet, um die reziproke Größe des dynamischen Leitwerts  $G_x = 1/R_x$  zu berechnen sowie eine Korrektur einen niedrigen Ladezustands der Batterie durchzuführen.

Die in Fig. 9 offenbarte Hardware funktioniert wie folgt: Ein Oszillatör 32 erzeugt ein periodisches Rechteckwellensignal 42, welches direkt an den Stromverstärker 244 ausgegeben wird. Die Oszillationsfrequenz des Oszillators 32 kann beispielsweise 100 Hz sein. Die Ausgangsgröße des Stromverstärkers 244, ein periodischer Signalstrom 246, passiert dann die Batterie 24. Aufgrund der Tatsache daß der Ausgangswiderstand des Stromverstärkers 244 wesentlich größer als der dynamische Widerstand  $R_x$  der Batterie ist, ist die Amplitude des Signalstroms 246 praktisch von  $R_x$  unabhängig. Demzufolge ist die sich ergebende AC-Signalspannung 248, die über den Anschlußklemmen der Batterie auftritt, direkt proportional zu dem dynamischen Widerstand  $R_x$  der Batterie. Das kapazitive Koppel-

netzwerk 250 koppelt die AC-Signalspannung 248 in einen Eingang 252 eines Spannungsverstärkers 254. Dieses Koppelnetzwerk unterdrückt die DC-Klemmenspannung der Batterie, ermöglicht aber die Verstärkung der AC-Signalspannung durch den 5 Spannungsverstärker 254. Die Ausgangsspannung 256 des Spannungsverstärkers 254 stellt die Eingangsspannung zu dem Synchrondetektor 48 dar, welcher zu dem Oszillator 32 über den Synchronisationspfad 50 synchronisiert ist. Demzufolge entsteht eine DC-Signalspannung 52 an dem Ausgang des Synchron-10 detektors 48, die direkt proportional zu dem dynamischen Widerstand  $R_x$  der Batterie ist.

Die analoge Spannung 52 wird durch einen Analog/Digital-Wandler 222 in eine entsprechende digitale Darstellung von  $R_x$  umgewandelt und dann über den Eingangsanschluß 224 in dem Mikroprozessorblock 220 eingegeben. Zusätzlich ist die Leerlaufspannung  $V_o$  der Batterie über einen DC-Pfad 38 mit dem Eingang des Analog/Digital-Wandlers 226 verbunden. Eine entsprechende digitale Darstellung von  $V_o$  an dem Ausgang des A/D-Wandlers 226 wird daraufhin in den Mikroprozessorblock 20 220 über den Eingangsanschluß 228 eingegeben.

Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt sind, weist das Firmware-Programm des Mikroprozessors den Mikroprozessorblock 220 an, die digitale Darstellung von  $R_x$  zu invertieren, um 25 eine digitale Darstellung des dynamischen Leitwerts  $G_x$  der Batterie zu erhalten. Er benutzt dann die digitale Darstellung von  $V_o$ , um die digitale Darstellung von  $G_x$  bezüglich des Batterieladezustands zu korrigieren. Dieses kann beispielsweise erfolgen, indem  $V_o$  in eine "Nachschlagetabelle" eingegeben wird, deren Ausgangsgröße der entsprechende Korrekturfaktor  $F$  ist, und indem dann  $G_x$  mit dem sich ergebenden Faktor  $F$  multipliziert wird, um den korrigierten Leitwert 30

G<sub>x</sub>(12,6) zu erhalten; oder durch direktes Berechnen von G<sub>x</sub>(12,6) aus dem Reziprokwert der in Gleichung 1 offenbarten empirischen Beziehung berechnet wird. Alternativ kann zuerst ein korrigierter Wert von R<sub>x</sub>, R<sub>x</sub>(12,6), berechnet werden und dann algorithmisch invertiert werden, um G<sub>x</sub>(12,6) zu erhalten.

Um einen quantitativen elektronischen Batterietester zu emulieren, wird ein zu G<sub>x</sub>(12,6) proportionales numerisches Ergebnis ausgegeben, und auf einer digitalen Anzeige, wie z.B. 236, angezeigt, die über einen Ausgangsanschluß 234 angeschlossen ist, oder über einen Druckern wie z.B. 240, ausgedruckt, der über einen Ausgangsanschluß 238 an den Mikroprozessor 220 angeschlossen ist. Zusätzlich unterdrückt das Firmware-Programm immer dann, wenn V<sub>o</sub> niedriger als ein vorbestimmter Minimalwert ist, die numerische Anzeige und erzeugt statt dessen eine Anzeige für den Benutzer, daß die Batterie vor dem Testen geladen werden muß. Diese spezielle Information kann beispielsweise durch die digitale Anzeige 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder über eine LED 66, die über den Ausgangsanschluß 242 an dem Mikroprozessor 220 angeschlossen ist, zu dem Benutzer gebracht werden.

Zur Emulation eines qualitativen elektronischen ("Gut/Schlecht") Batterietesters wird die Nennleistung der Batterie zuerst über eine Eingangsvorrichtung, wie z.B. einen über einen Eingangsanschluß 232 mit dem Mikroprozessor 220 verbundenen Wellenkodierer 230, in den Mikroprozessor 220 eingegeben. Eine dem Wellenkodierer zugeordnete Skalenscheibe ist in Batterie-Nennleistungseinheiten, wie z.B. in Kaltstartampere oder Amperestunden kalibriert. Durch programmierte algorithmische Techniken, die dem Fachmann auf diesem Gebiet allgemein bekannt sind, weist dann das Firmware-Programm des Mi-

koprozessors den Mikroprozessorblock 220 an, die berechnete Größe  $G_x(12,6)$  mit einer eingegebenen Batterienennleistung entsprechenden Referenzgröße zu vergleichen, um zu ermitteln, ob die Batterie gut oder schlecht ist. Bei einer berechneten 5 Größe, die größer als die Referenzgröße ist, ist die Batterie gut. Andernfalls ist sie schlecht. Alternativ kann ein Vergleich zwischen der berechneten Größe  $R_x(12,6)$  und einer der eingegebenen Batterienennleistung entsprechenden Referenzgröße durchgeführt werden, um zu ermitteln, ob die Batterie gut 10 oder schlecht ist. Bei einer berechneten Größe, die kleiner als die Referenzgröße ist, ist die Batterie gut. Andernfalls ist sie schlecht. In beiden Fällen wird diese qualitative Ausgangsinformation durch die digitale Anzeige 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder über die LED 246, die 15 über einen Ausgangsanschluß 244 mit dem Mikroprozessor 220 verbunden ist, zu dem Benutzer gebracht. Wiederum wird, wenn  $V_o$  kleiner als ein vorbestimmter Minimalwert ist, die Anzeige der Information unterdrückt, und der Benutzer informiert, daß die Batterie vor dem Test geladen werden muß. Diese spezielle 20 Information kann beispielsweise durch das digitale Display 236 angezeigt, durch den Drucker 240 gedruckt oder durch die LED 66 zu dem Benutzer gebracht werden.

Obwohl drei spezifische Arten der Ausführung der Erfindung beschrieben wurden, dürfte es sich verstehen, daß viele 25 Modifikationen und Variationen durchgeführt werden können, ohne von dem abzuweichen, was als der Schutzmfang und Gegenstand der Erfindung betrachtet wird. Beispielsweise kann die Erfindung aus einem einzigen in einem Gehäuse eingebauten Instrument bestehen, das kurzzeitig mit der Batterie verbunden 30 wird, um die Batterie vor Ort zu testen. Alternativ kann dieses Gerät aus einem Überwachungsgerät bestehen, das praktisch dauernd mit einer Batterie verbunden ist, um eine kontinuierliche Überwachung des Batteriezustands an einem entfernten

Ort zu ermöglichen. In diesem letzteren Falle wird die Vorrichtung möglicherweise in zwei Teile getrennt - einen Teil der mit der Batterie verbunden ist, und am Ort der Batterie angeordnet ist, während der andere Teil, der die Fernanzeige enthält an der entfernten Stelle angeordnet ist. Die Unterteilung zwischen den zwei Teilen kann beliebig vorgenommen werden. Ich behaupte jedoch, daß alle derartigen Unterteilungen, Modifikationen und Variationen in den Schutzmfang der hierin offenbarten Erfindung fallen, und daher von den beigefügten Ansprüchen abgedeckt sein dürften.

Obwohl die vorliegende Erfindung unter Bezugnahme auf bevorzugte Ausführungsformen beschrieben wurde, wird der Fachmann auf diesem Gebiet erkennen, daß daran Änderungen in Form und Detail ohne Abweichung von der Idee und dem Schutzmfang der Erfindung durchgeführt werden können.

29.03.01

-36-

Abzweigung aus EP 93 91 0920.3  
Champlin, Keith S.  
U. Z. F 1224 GM-DE/D

5

### Schutzansprüche

1. Elektronisches Gerät zum Testen einer elektrochemischen  
10 Zelle oder Batterie (24) welche einen dynamischen Para-  
meter, wobei es sich hierbei entweder um einen dynami-  
schen Leitwert oder einen dynamischen Widerstand han-  
delt, weiter eine Leerlaufspannung und einen Ladungszu-  
stand aufweist, das elektronische Gerät weiter Einrich-  
15 tungen aufweist, welche für das Messen dieses dynami-  
schen Parameters (10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 26, 28,  
30, 32, 34, 42, 44, 46, 48, 50, 52, 222, 224, 244, 246,  
248, 250, 252, 254, 256) elektrisch mit der Zelle oder  
Batterie verbunden (16, 28, 246, 248) sind, und weiter  
20 Einrichtungen, welche für das Messen der Leerlaufspan-  
nung (38) mit der Zelle oder Batterie verbunden sind,  
wobei das elektronische Gerät weiter gekennzeichnet ist  
durch:  
  
25 Korrekturereinrichtungen (36, 220), welche mit den  
Einrichtungen zum Messen des dynamischen Parameters (40,  
62, 226, 228) verbunden sind und direkt elektrisch mit  
den Einrichtungen zum Messen der Leerlaufspannung (38,  
226, 228) verbunden sind, wobei die Korrekturereinrichtungen  
30 zum Erhalt eines in Bezug auf Ladungszustand korrigier-

DE 93 21 638 U1

ten dynamischen Parameterwerts durch Anpassung eines erfaßten dynamischen Parameterwerts entsprechend der Leerlaufspannung auf diese Leerlaufspannung anspricht; und

5            Einrichtungen (56, 58, 60, 64, 66, 234, 236, 238, 240, 242, 244, 246) zum Anzeigen eines Testresultats in Übereinstimmung mit dem in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Parameterwert.

10        2. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1, wobei der dynamische Parameter der dynamische Leitwert ist, und die Korrekturereinrichtung eine nichtlineare Verstärkereinrichtung (36), welche wiederum eine Eingangsspannung (38) und eine Ausgangsspannung (40) besitzt, aufweist, wobei sich die Eingangsspannung proportional zur Leerlaufspannung verhält und die Ausgangsspannung sich proportional zum Verhältnis von dem in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwert zu dem erfaßten dynamischen Leitwert verhält.

15        20

20        3. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1 oder 2, wobei das elektronische Gerät eine Mikroprozessor-Einrichtung (220) aufweist, der dynamische Parameter der dynamische Leitwert ( $G_x$  - Fig. 8) ist, die Korrekturvorrichtung ein Firmware-Korrekturprogramm aufweist, welches mit Hilfe der Mikroprozessor-Einrichtung implementiert ist, und wobei die digitalen Darstellungen sowohl der Leerlaufspannung (228) als auch des dynamischen Leitwerts (224 - Fig. 8) in die Mikroprozessor-Einrichtung (220) eingegeben werden und algorithmisch mit Hilfe des Firm-

25

30

ware-Korrekturprogramms zum Erhalt des korrigierten dynamischen Leitwerts kombiniert werden.

4. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1, wobei das elektronische Gerät eine Mikroprozessor-Einrichtung (220) aufweist, der dynamische Parameter der dynamische Widerstand ( $R_x$  - Fig. 9) ist, die Korrekturvorrichtung ein Firmware-Korrekturprogramm aufweist, welches mit Hilfe der Mikroprozessor-Einrichtung implementiert wird, und wobei die digitalen Darstellungen sowohl der Leerlaufspannung (228) als auch des dynamischen Widerstands (224 - Fig. 9) in die Mikroprozessor-Einrichtung (220) eingegeben werden und algorithmisch mit Hilfe des Firmware-Korrekturprogramms zum Erhalt des in Bezug auf Ladungszustand korrigierten dynamischen Widerstandswerts kombiniert werden.  
10  
15
5. Elektronisches Gerät gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Testergebnis ein qualitatives Ergebnis (60, 236, 240, 246), welches durch Vergleichen des korrigierten dynamischen Parameters mit einem Referenzwert bestimmt wird, aufweist.  
20
6. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 5, wobei die elektrochemische Zelle oder Batterie eine elektrische Leistung aufweist, das elektronische Gerät eine Einrichtung zum Eingeben (54, 230, 232) des Werts dieser Leistung hat, und der Referenzwert durch den bestimmten Wert der elektrischen Leistung, welche demgemäß eingegeben wird, bestimmt wird.  
25  
30

7. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 2 oder 3, wobei das Testergebnis (bei 60, 236, 240) Zahlen aufweist, welche sich proportional zum in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwert verhalten.

5

8. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 1, wobei die Mikroprozessor-Einrichtung (220 - Fig. 9) den in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Widerstandswert zum Erhalt eines in Bezug auf den Laungszustand korrigierten dynamischen Leitwerts mathematisch umkehrt, und das Testergebnis (bei 236, 240 - Fig. 9) Zahlen aufweist, welche sich proportional zu dem in Bezug auf den Ladungszustand korrigierten dynamischen Leitwert verhalten.

10

15

9. Elektronisches Gerät zum Überwachen oder Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie, die einen dynamischen Leitwert und eine Leerlaufspannung aufweist, mit:

20

einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen des dynamischen Leitwerts;

einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen der Leerlaufspannung;

25

einer Einrichtung zum automatischen Korrigieren des dynamischen Leitwerts in einer inversen Korrespondenz zu der Leerlaufspannung, um einen korrigierten dynamischen Leitwert zu erhalten; und

30

einer Einrichtung zum Anzeigen von Testergebnissen gemäß dem korrigierten dynamischen Leitwert.

10. Elektronisches Gerät nach Anspruch 9, wobei die Testergebnisse zu dem korrigierten dynamischen Leitwert proportionale Zahlenwerte darstellen.

DE 9321638 U1

11. Elektronisches Gerät nach Anspruch 9, wobei die Testergebnisse qualitative Ergebnisse gemäß dem korrigierten dynamischen Leitwert in Bezug auf einen Referenzleitwert darstellen.

12. Elektronisches Gerät zum Überwachen oder Testen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie, die einen dynamischen Leitwert, eine Leerlaufspannung und eine elektrische Nennleistung aufweist, mit:

einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen des dynamischen Leitwerts;

einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, zum Bestimmen der Leerlaufspannung;

einer Einrichtung zum automatischen Korrigieren des dynamischen Leitwerts in einer inversen Korrespondenz zu der Leerlaufspannung, um einen korrigierten dynamischen Leitwert zu erhalten;

einer Einrichtung zum Vergleichen des korrigierten dynamischen Leitwerts mit einem Referenzleitwert, um ein qualitatives Ergebnis zu erhalten;

einer Einrichtung zum Anzeigen des qualitativen Ergebnisses.

13. Elektronisches Gerät nach Anspruch 12, wobei die Einrichtung zum automatischen Korrigieren des dynamischen Leitwerts eine Korrekturverstärkereinrichtung mit einer Eingangsspannung und einer Ausgangsspannung enthält, wobei die Eingangsspannung proportional zu der Leerlaufspannung und die Ausgangsspannung proportional zu dem Verhältnis des korrigierten dynamischen Leitwerts zu dem dynamischen Leitwert ist.

14. Elektronisches Gerät gemäß Anspruch 12, wobei die Einrichtung zum automatischen Korrigieren eine Mikroprozessoreinrichtung aufweist, und wobei digitale Darstellungen sowohl der Leerlaufspannung als auch des dynamischen Leitwerts in die Mikroprozessoreinrichtung eingegeben und algorithmisch kombiniert werden, um den korrigierten dynamischen Leitwert zu erhalten.

5           15. Elektronisches Gerät zum Testen oder Überwachen einer elektrochemischen Zelle oder Batterie, die einen dynamischen Leitwert, eine Leerlaufspannung und eine elektrische Nennleistung aufweist, mit:

10           einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, um ein zu dem dynamischen Leitwert proportionales Signal zu liefern;

15           einer Einrichtung, die betrieblich mit der Zelle oder Batterie verbunden ist, um die Leerlaufspannung zu messen;

20           einer Einrichtung zum automatischen Einstellen des Pegels des Signals gemäß der gemessenen Leerlaufspannung; und

25           einer Einrichtung zum Anzeigen einer Bewertung der Zelle oder Batterie als Antwort auf den Pegel des Signals.

16. Elektronisches Gerät nach Anspruch 15, wobei die Einrichtung zum automatischen Einstellen des Pegels des Signals gemäß der gemessenen Leerlaufspannung den Pegel in einer inversen Korrespondenz zu dem Wert der Leerlaufspannung in Bezug auf einen vollgeladenen Wert einstellt.

30           17. Elektronisches Gerät nach Anspruch 16, wobei die Einrichtung zum automatischen Einstellen des Pegels des Signals gemäß der gemessenen Leerlaufspannung eine Korrekturverstärkereinrichtung mit einer Eingangsspannung und einer Ausgangsspannung aufweist, wobei die Eingangsspannung von

23.03.01

-42-

der gemessenen Leerlaufspannung abgeleitet wird, und die Ausgangsspannung proportional zu dem Pegel des Signals ist.

5    18. Elektronisches Gerät nach Anspruch 17, wobei die Korrek-  
turverstärkereinrichtung eine Referenzspannungseinrich-  
tung, mehrere Operationsverstärkereinrichtungen, mehrere  
Diodeneinrichtungen und mehrere Widerstandseinrichtungen  
aufweist, die miteinander verschaltet sind, um eine  
10    stückweise lineare Ausgangsspannungs/Eingangsspannungs-  
Übertragungsfunktion zu erzeugen.

DE 93 21 636 U1

29.03.01

1/6

Abzweigung aus EP 93 91 0920.3  
Champlin, Keith S.  
U. Z. F 1224 GM-DE/D

Fig. 1

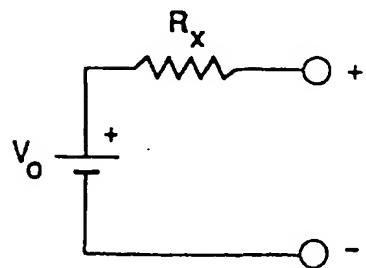
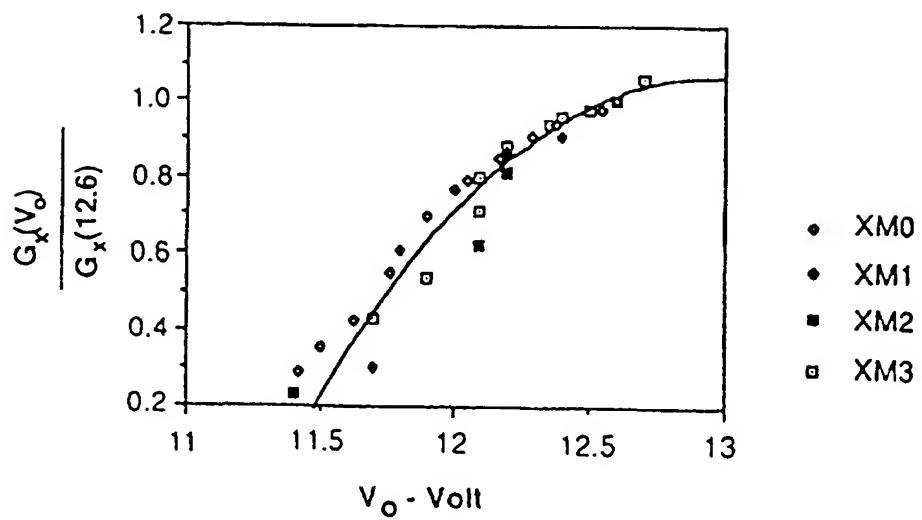


Fig. 2

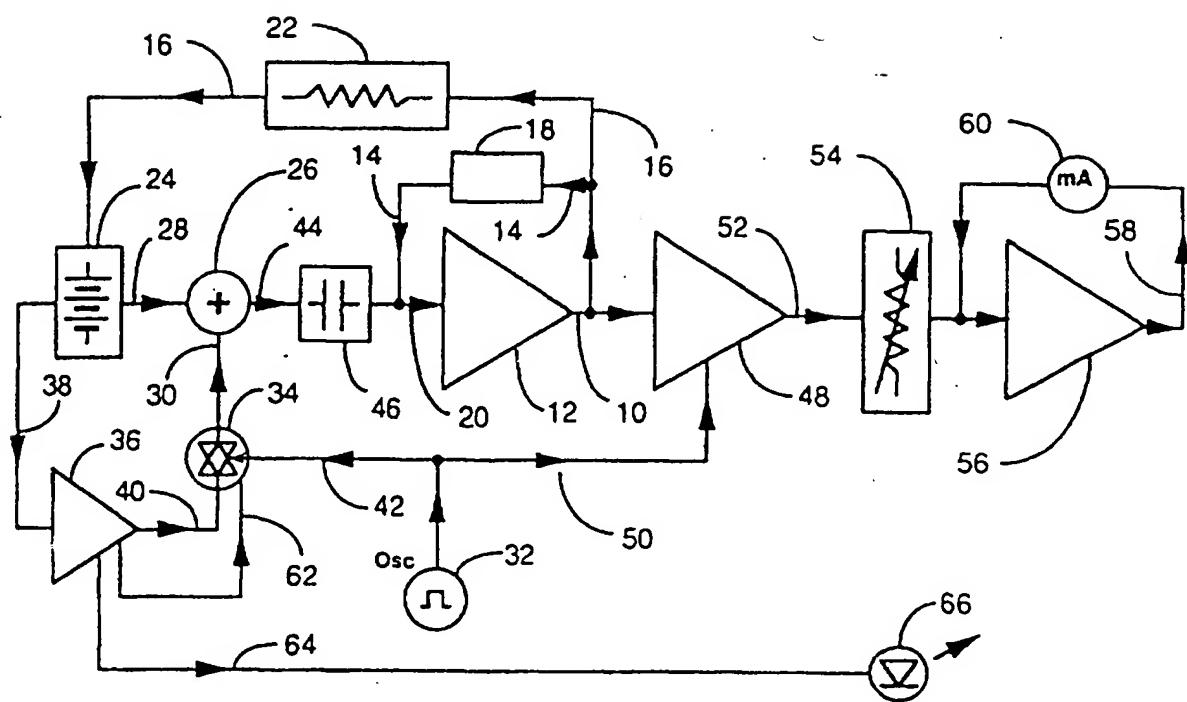


DE 93 21 638 U1

24.00.01

2 / 6

Fig. 3



DE 9321638 U1

29.03.01

3/6

Fig. 4

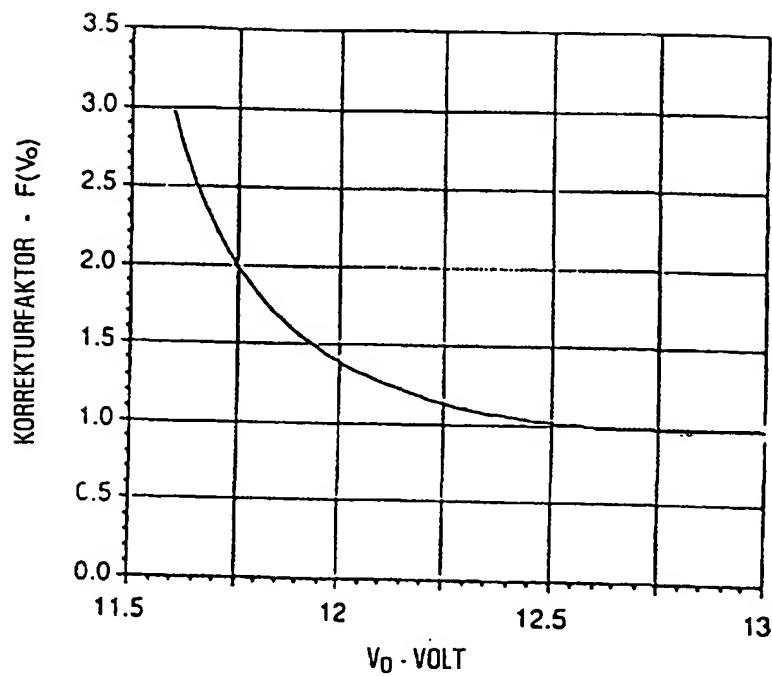
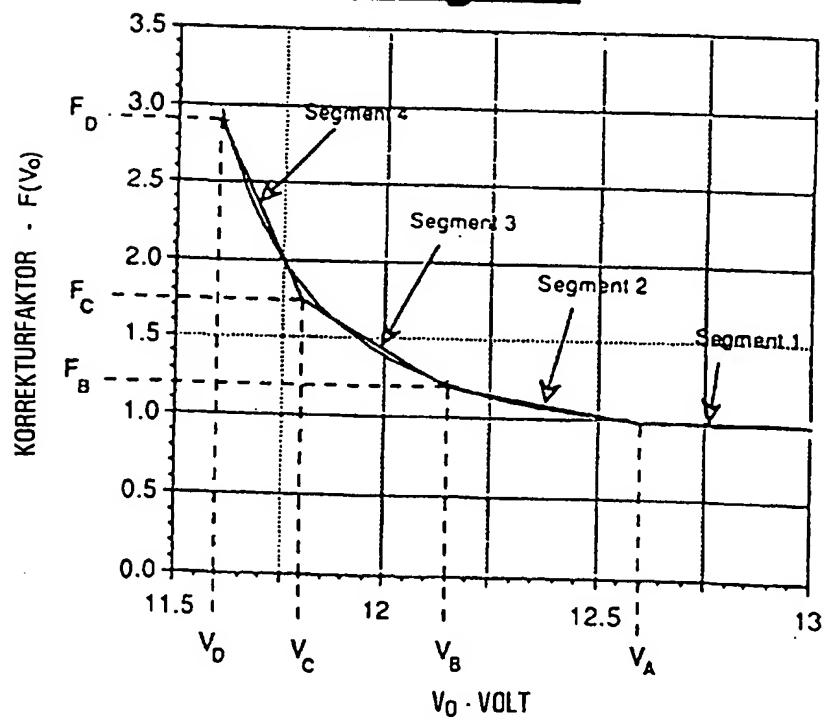
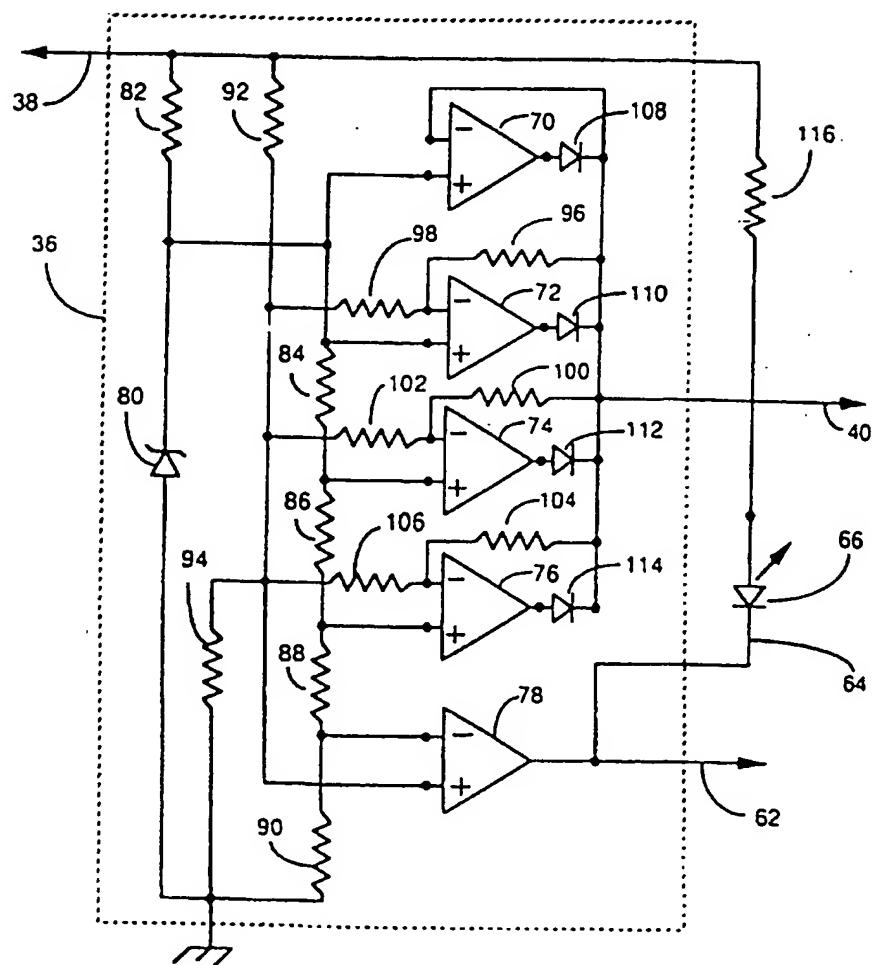


Fig. 5



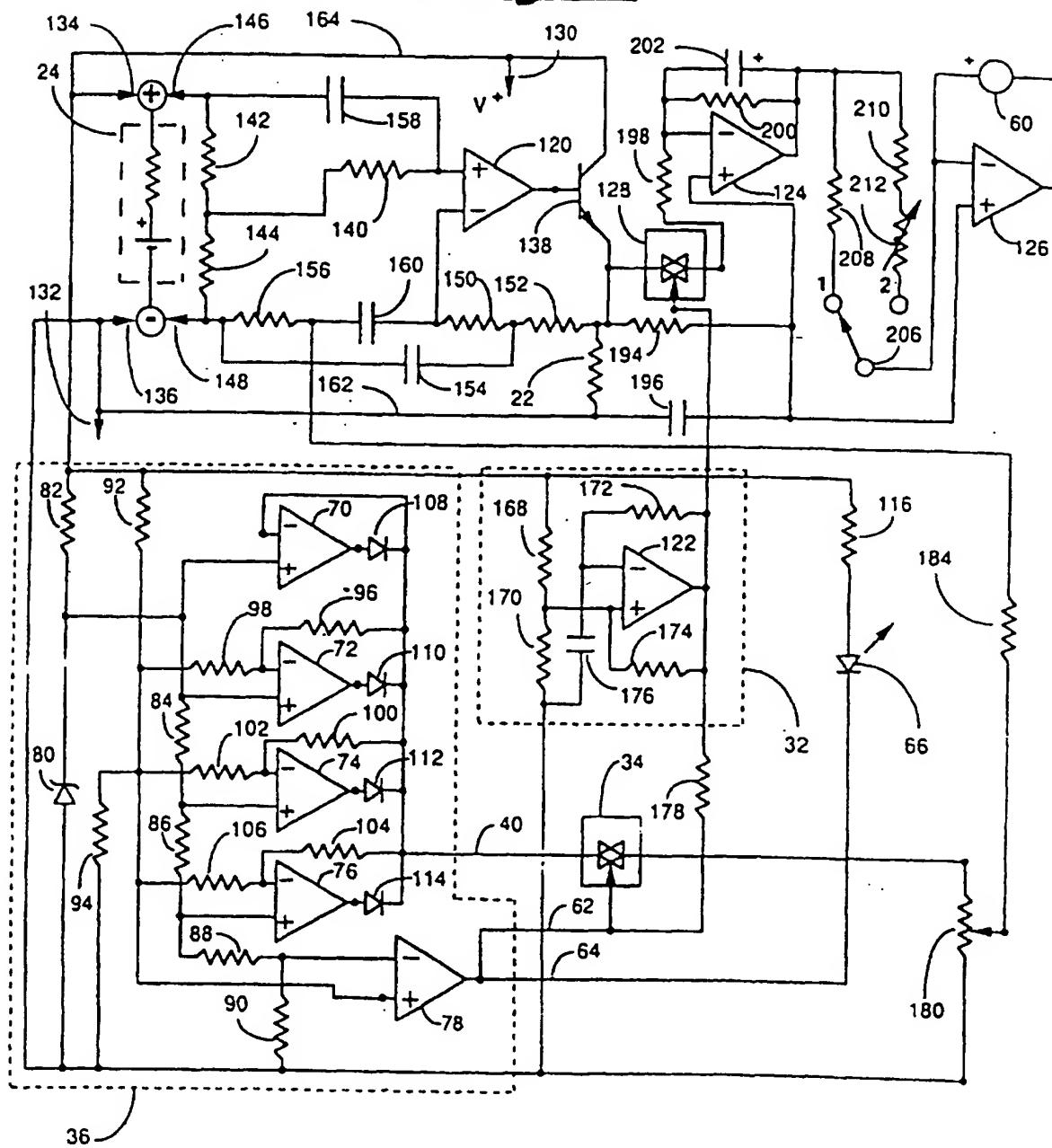
DE 9321636 U1

Fig. 6

DE 93 21 638 U1

29.03.01

5 / 6

Fig. 7

DE 93 21 638 U1

29.03.01

Fig. 8

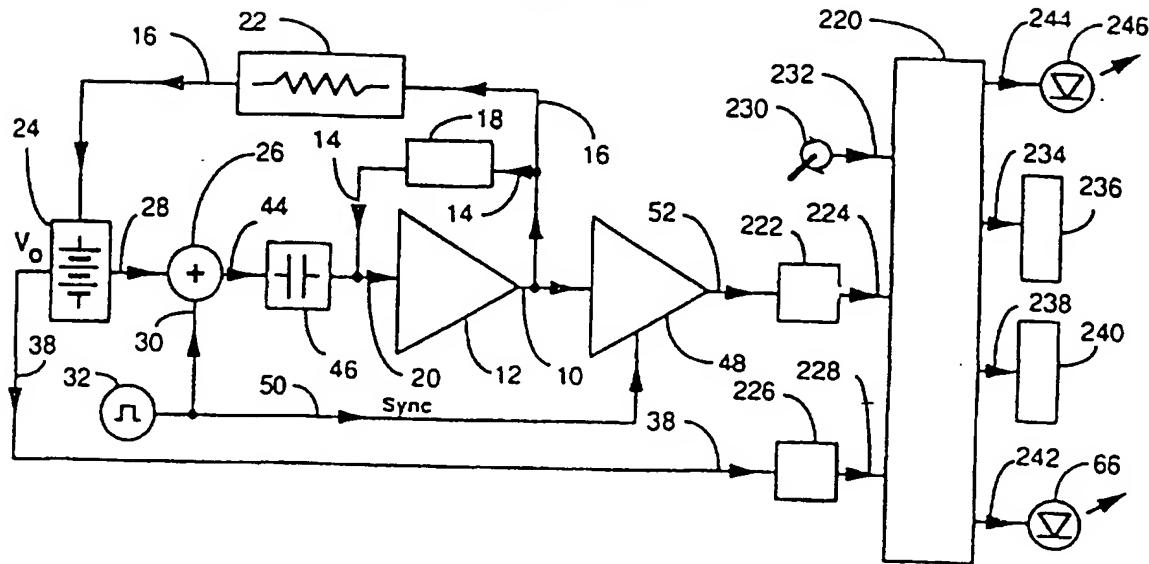
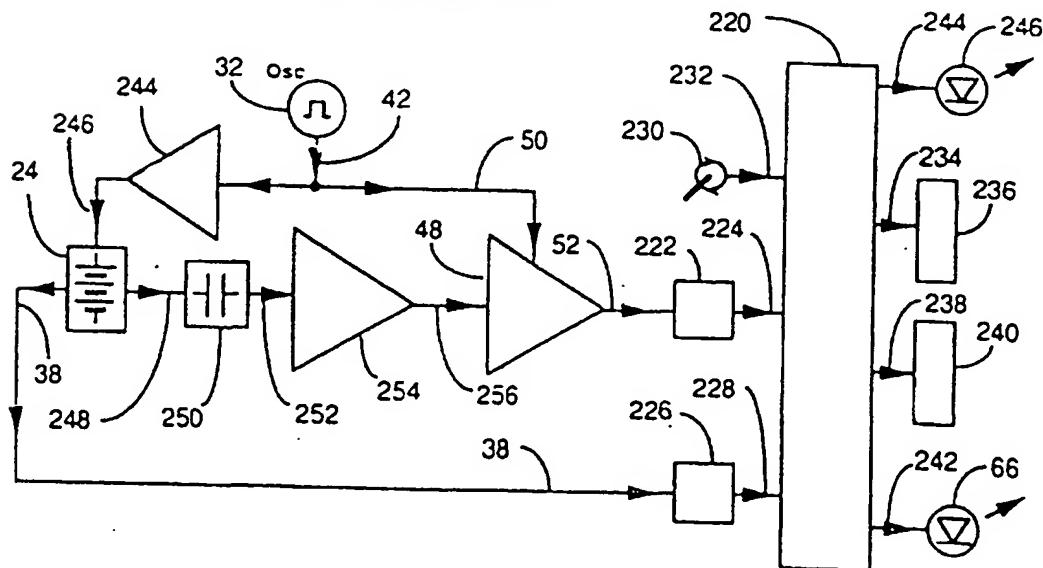


Fig. 9



DE 9321636 U1